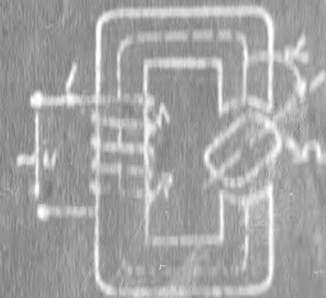


ALECSANDRU SIMION

MĂȘINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU AUTOMATIZĂRI



ALECSANDRU SIMION

MĂȘINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU AUTOMATIZĂRI

*Aprobat de Comisia de Experți Fizică
a Ministerului Științei și Învățământului
al Republicii Moldova*

Chișinău
Universitas
1993

Sub redacția d-lui Tudor Ambros

Recenzenți — catedra de electromecanică a Universității tehnice a Moldovei (șef de catedră Petre Todos); prof. dr. ing. Ioan-Adrian Viorel, catedra de mașini electrice, Universitatea tehnică din Cluj-Napoca, România.

Simion A.

S61 Mașini electrice speciale pentru automatizări. — Ch.: Universitas, 1993
— 304 p.

ISBN 5-362-01071-9

În carte este expusă teoria mașinii electrice generalizată, adaptată la mașini electrice speciale. Sînt descrise principiile de funcționare, execuția constructivă și particularitățile funcționării mașinilor electrice speciale utilizate în automatizări.
Manualul este destinat studenților cu specializare în electromecanică, acționări electrice, automatizări și telemecanică.

S 2705040000-054
M751(10)-93

CZU 621.31:681.3(075.8)

ISBN 5-362-01071-9

© A. Simion, 1993
© Prezentare grafică N. Burilov, 1993

PREFAȚĂ

Mașinile electrice speciale constituie componente de deosebită importanță pentru sistemele automate, îndeplinind funcții diverse: elemente de execuție, traductoare, amplificatoare, etc. O dată cu dezvoltarea producției de instalații automate complexe, care implică producerea componentelor discrete de putere la frecvențe ridicate, a circuitelor larg integrate, a microprocesoarelor, minicalculatoarelor de proces, a interfețelor și traductoarelor s-a trecut la realizarea unor serii de mașini electrice speciale avînd posibilități de adaptare eficientă în asemenea scopuri. În ultimii ani s-a acordat o deosebită atenție proiectării și realizării în țara noastră a diverselor tipuri de mașini electrice speciale dintre care se enumeră: servomotoare de curent continuu cu excitație electromagnetică și excitate cu magneți permanenți, servomotoare de curent alternativ, motoare sincrone cu reluctanța variabilă și excitate cu magneți permanenți, motoare cu histerezis, selsine, inductosine, tahogeneratoare sincrone și de c.c., transformatoare rotative, etc.

Spre deosebire de mașinile electrice clasice, care au la baza funcționării lor principiile generale ale conversiei electromecanice ale energiei, la mașinile speciale se mai utilizează și alte efecte cum ar fi cel al histerezisului magnetic, al inducției unipolare și al anizotropiei de formă.

Combinarea diverselor principii conduce la obținerea unor mașini speciale care, deși în general, au o construcție similară cu mașinile clasice, pot avea caracteristici de funcționare adecvate scopului urmărit. Ca exemple în acest sens pot fi date mașinile cu comutație statică, mașinile amplificatoare, motoarele cicloidale (cu rotor rulant), traductoarele de poziție.

În țara noastră s-a dat o atenție deosebită studiului mașinilor electrice speciale, dovadă fiind și faptul că prima monografie — curs universitar, dedicată acestei discipline, a apărut cu peste 45 ani în urmă, autor fiind prof. dr. ing. Cesar Parteni-Antoni, fost rector al Politehnicii din Iași.

Volumul de față cuprinde opt capitole. Primul este dedicat deducerii ecuațiilor sistemelor electromecanice, al doilea se referă la teoria generală a mașinilor electrice (ecuații, modelul de mașină generalizată, expresia cuplului), al treilea capitol abordează mașinile electrice cu comutație statică, iar următorul capitol analizează succint mașinile electrice amplificatoare, fiind mai puțin extins datorită utilizărilor din ce în ce mai restrînse ale acestor mașini în ultima vreme. Următoarele trei capitole sînt dedicate mașinilor speciale de curent continuu, asincrone (de inducție) și mașinilor sincrone, iar ultimul capitol se referă la mașinile electrice traductoare de poziție.

Materialul prezentat urmărește în general programa analitică a cursului de Mașini electrice speciale predat studenților facultății de Electrotehnică, opțiunea Mașini electrice, adresîndu-se în primul rînd studenților de la această specializare, dar și altor studenți, cum sînt cei de la specializările Electroenergetică, Electromecanică, Automatizări și Electronică. Materialul poate fi util inginerilor, doctoranzilor și cadrelor didactice care lucrează în domeniul mașinilor electrice.

În anumite capitole sînt inserate și unele rezultate obținute în acest domeniu de cadrele didactice de la laboratorul de Mașini electrice din Institutul Politehnic Iași, ceea ce se observă din bibliografia folosită.

Cursul de față a fost avizat în catedra de Electrotehnică și Mașini electrice, comisia de analiză fiind formată din: dr. ing. Florentina Trifan, dr. ing. Emil Teodoru, dr. ing. Adrian Crețu.

Pentru ajutorul acordat în direcția redactării și dactilografierii materialului, autorul mulțumește d-lui ing. Leonard Livadaru, d-lui ing. Iulius Mardarasievici, d-rei ing. Roxana Stîncescu și d-nei Elena Cheptea.

În speranța că materialul de față își va dovedi utilitatea, autorul va fi recunoscător tuturor cititorilor care vor semnala unele deficiențe și va considera aceste observații ca un ajutor însemnat în situația unei eventuale reeditări.

Prof. dr. ing. Alecsandru Simion

1. INTRODUCERE

1.1. GENERALITĂȚI

Mașinile electrice clasice și speciale fac parte din categoria sistemelor electro-mecanice, adică acele sisteme tehnice constituite din circuite electrice, magnetice și elemente mecanice capabile să transforme o energie, de o anumită natură, în alta, aproximativ egală cu prima, dar de altă natură. Cele două forme de energie sînt: energia mecanică și energia electromagnetică, ultima sub cele două aspecte particulare, energie electrică și energie magnetică. În aceeași categorie intră și sistemele care realizează doar o modificare a parametrilor unei energii electromagnetice: transformatoare, unele mașini traductoare, transformatoare în curent continuu (metadina), etc.

În cadrul mașinilor electrice speciale sînt cuprinse acele mașini electrice capabile de performanțe deosebite în anumite domenii de utilizare sau, altfel spus, acele construcții de mașini electrice care sînt destinate unor scopuri cu specific deosebit. De exemplu, un generator de curent continuu poate fi interpretat ca o mașină amplificatoare, puterea la ieșire $P_e = U_e I_e$ este mult mai mare decît puterea la intrare $P_i = U_i I_i$, aplicată înfășurării de excitație. Factorul de amplificare în putere, $k_p = P_e / P_i$, este de ordinul zecilor sau sutelor. O mașină electrică specială, amplificatoare (amplidina), datorită construcției sale și utilizării a două etaje de amplificare, realizează factori de amplificare de ordinul miilor sau zecilor de mii. Un tahogenerator de curent continuu, ca mașină specială, trebuie să îndeplinească condiția de liniaritate a caracteristicii tensiune de ieșire — viteză, $U_e = f(n)$, spre deosebire de un generator de c.c. clasic la care intervine saturația, iar caracteristica respectivă nu păstrează liniaritatea pe o zonă extinsă de viteze. Tahogeneratorul se realizează din materiale magnetice speciale, permalloy, la care saturația intervine la valori mai ridicate ale frecvenței și, în consecință, la viteze mai mari.

De asemenea, se mai iau și alte măsuri care înlătură influența temperaturii sau sînt diminuate ondulațiile, tensiunii de ieșire.

Studiul mașinilor electrice clasice și speciale se încadrează în teoria generală a conversiei energiei particularizată pentru cele două forme de energie, mecanică și electromagnetică, deși în orice mașină electrică apare și o energie termică, a cărei introducere în studiu ar complica, uneori inutil, sistemul de ecuații algebrice sau integro-diferențiale, care caracterizează complet funcționarea mașinii ca sistem electromecanic.

Conversia energiei este o înșiruire de stări statice succesive, pornind de la o stare inițială și ajungînd la o stare finală, pe parcurs avînd loc o degajare de energie

(sau putere) utilă. Pe timpul procesului de conversie a energiei se pot întâlni trei tipuri de regimuri: regimul static (staționar) în care mărimile de stare ale sistemului se păstrează, regimul cvasistaționar, în care mărimile sistemului se modifică „lent”, regimul dinamic, în care mărimile sistemului își modifică „rapid” valorile, de la unele — inițiale, la altele — finale. Caracterul de „lent” se referă la faptul că mărimile se modifică într-un timp mai mic decât constanta de timp a sistemului sau mașinii.

O problemă importantă pentru sistemul electromecanic este cea care se referă la scrierea ecuațiilor algebrice și/sau integro-diferențiale ce caracterizează funcționarea sistemului. Aceste ecuații se scriu între diverse mărimi fizice ale sistemului, numite mărimi de stare.

Mărimile fizice care caracterizează sistemul alcătuiesc un grup de variabile. Dintre acestea unele se numesc independente și sînt acele mărimi (variabile) care, prin ecuațiile în care intervin, caracterizează complet funcționarea sistemului. Variabilele independente se aleg într-un număr minim, absolut necesar pentru descrierea întregii funcționări a sistemului. Celelalte variabile care mai intervin în ecuațiile sistemului se numesc asociate. [1,2,3]

1.2. VARIABILE UTILIZATE ÎN DESCRIEREA ECUAȚIILOR SISTEMELOR ELETROMECHANICE

Pentru descrierea sistemelor mecanice, electrice, magnetice (electromagnetice) se folosesc patru variabile, numite și generalizate, dintre care două sînt independente, iar celelalte două sînt asociate. În tabelul 1.1. sînt prezentate aceste variabile, deducîndu-se și corespondența dintre ele. Această corespondență între variabile se constată, mai ales, prin relațiile de legătură deja cunoscute din mecanică și din teoria circuitelor electrice și magnetice. Indicele i folosit în tabelul 1.1. este un indice de distincție, în cazul existenței mai multor mărimi de aceeași natură.

Astfel, pentru sistemul mecanic sînt valabile:

$$\dot{q}_i = \frac{dq_i}{dt}, \quad f_i = \frac{dp_i}{dt}, \quad p_i = m_i \dot{q}_i \quad (1.1)$$

(m_i fiind masa, o mărime scalară), dacă ne referim la mișcări de translație, și

$$\dot{\alpha}_i = \frac{d\alpha_i}{dt}, \quad M_i = \frac{dP_i}{dt}, \quad P_i = J_i \dot{\alpha}_i \quad (\dot{\alpha}_i = \Omega_i) \quad (1.2)$$

(J_i fiind momentul de inerție de rotație, o mărime scalară), dacă ne referim la mișcări de rotație.

Pentru sistemul electromagnetic A sînt valabile următoarele relații:

$$i_i = \frac{d\tilde{Q}_i}{dt}, \quad u_i = \frac{d\Psi_i}{dt}, \quad \Psi_i = L_i i_i \quad (1.3)$$

(L_i fiind inductanța proprie), iar pentru sistemul electromagnetic B:

Tab.1.1.

Nr.crt.	Denumirea variabilei	Sistem mecanic	Sistem electromagnetic	
			A	B
1.	Coordonată generalizată	$q_i[m]; \alpha_i[rad]$ (deplasare) (unghi)	$\tilde{Q}_i[C]$ (sarcină electrică)	$\Psi_i[Wb]$ (flux total)
2.	Viteză generalizată	$\dot{q}_i[m/s]; \dot{\alpha}_i[rad/s]$ (viteză lin.) (viteză ungh.)	$i_i[A]$ (curent electric)	$u_i[V]$ (tensiune indusă)
3.	Forță generalizată	$f_i[N]; M_i[Nm]$ (forță) (cuplu)	$u_i[V]$ (tensiune indusă)	$i_i[A]$ (curent electric)
4.	Impuls generalizat	$p_i[Ns]; P_i[Nms]$ (impuls) (impuls de rot.)	$\Psi_i[Wb]$ (flux total)	$\tilde{Q}_i[C]$ (sarcină electr.)

$$u_i = \frac{d\Psi_i}{dt}, \quad i_i = \frac{d\tilde{Q}_i}{dt}, \quad Q_i = C_i u_i \quad (1.4)$$

(C_i fiind capacitatea condensatorului).

Această corespondență este valabilă dacă presupunem circuitele electrice și magnetice liniare, fără intervenția saturației.

Cu aceste mărimi se definesc funcțiile de energie, anume:

Energia cinetică,

$$T = \int_i \dot{q}_i dp_i, \quad \text{în mecanică } T = \int_0^v v d(mv) = m \int_0^v v dv = \frac{1}{2} m v^2 \quad (1.5)$$

Coenergia cinetică,

$$T' = \int_i p_i d\dot{q}_i, \quad \text{în mecanică } T' = \int_0^v m v dv = m \int_0^v v dv = \frac{1}{2} m v^2 \quad (1.6)$$

Energia potențială,

$$V = - \int_i f_i dq_i, \quad \text{în mecanică (resort) } V = - \int_0^l f dx = \int_0^l kx dx = \frac{1}{2} k l^2 \quad (1.7)$$

Coenergia potențială

$$V' = - \int_i q_i df_i, \quad \text{în mecanică (resort) } V' = - \int_0^l x d(-kx) = \frac{1}{2} k l^2 \quad (1.8)$$

Pornind de la aceste funcții de energie, se pot construi cunoscutele funcții de stare, a căror similitudine permite o tratare unitară a diverselor sisteme fizice. Dintre aceste funcții se va folosi funcția lui Lagrange (lagrangean):

$$\begin{aligned} L(q_i, \dot{q}_i) &= T' - V; \quad L(Q_i, i_i) = W'_m - W_e \\ L(\Psi_i, u_i) &= W'_e - W_m \end{aligned} \quad (1.9)$$

prima dintre expresii fiind caracteristică sistemelor mecanice, iar ultimele două — sistemelor electromagnetice. Mărimile W_m , W'_m , W_e , W'_e sînt, respectiv, energia magnetică, coenergia magnetică, energia electrică și coenergia electrică. (4,5,6)

Relațiile de definiție ale acestor energii și coenergii sînt:

$$W_m = \int_0^{\Psi_1 \dots \Psi_N} \left(\sum_{i=1}^N i_i \cdot d\Psi_i \right), \quad W'_m = \int_0^{I_1 \dots I_N} \left(\sum_{i=1}^N \Psi_i \cdot di_i \right) \quad (1.10)$$

$$W_e = \int_0^{Q_1 \dots Q_N} \left(\sum_{i=1}^N u_i \cdot dQ_i \right), \quad W'_e = \int_0^{U_1 \dots U_N} \left(\sum_{i=1}^N Q_i \cdot du_i \right) \quad (1.11)$$

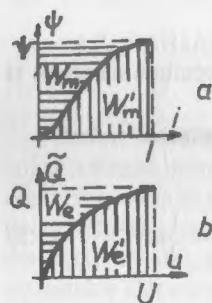


Fig. 1.1.

În fig. 1.1 se arată și semnificația grafică a mărimilor W_m , W'_m , W_e și W'_e ; pentru cazul concret al unei bobine (fig. 1.1.a), cînd ariile respective sînt proporționale cu W_m și W'_m și pentru cazul unui condensator (fig. 1.1.b), cînd ariile corespunzătoare sînt proporționale cu W_e și W'_e . În cazul analizei unui sistem eletromecanic se folosește și corespondența $W_e \rightleftharpoons V$; $W'_e \rightleftharpoons W'$, $W_m \rightleftharpoons T$, $W'_m \rightleftharpoons T'$. Ținînd seama de semnificația grafică a energiilor definite prin rel. (1.10) și (1.11) și care, datorită caracteristicilor neliniare, nu respectă egalitățile: $W_m = W'_m$, $W_e = W'_e$ (ca în cazul sistemelor mecanice-liniare), se pot deduce următoarele relații

$$W_e + W'_e = \sum_i Q_i U_i; \quad W_m + W'_m = \sum_i \Psi_i I_i \quad (1.12)$$

1.3. DEDUCEREA ECUAȚILOR SISTEMELOR ELECTROMECHANICE

Pentru scrierea ecuațiilor diferențiale ale sistemelor eletromecanice se urmează, în general, două căi:

- utilizarea principiilor diferențiale,
- utilizarea principiilor integrale.

1.3.1. UTILIZAREA PRINCIPIILOR DIFERENȚIALE PENTRU DEDUCEREA ECUAȚILOR SISTEMELOR ELECTROMECHANICE

La baza acestei proceduri de scriere a ecuațiilor sistemelor electromecanice stă aplicarea unor legi specifice din mecanică și din electromagnetism, cum sînt: legea inducției electromagnetice, $u = d\Psi/dt$; teoremele lui Kirchhoff: $\sum_{j \in n} i_j = 0$, $\sum_{k \in Q} u_k = 0$; teorema lui Coulomb, $\vec{f} = q\vec{E}$; principiul lui D'Alembert, legea conservării energiei, principiul deplasărilor virtuale, etc.

Sistemul electromecanic se poate analiza după o schemă structurală prezentată în fig. 1.2, descompunîndu-l în două subsisteme [1,3]

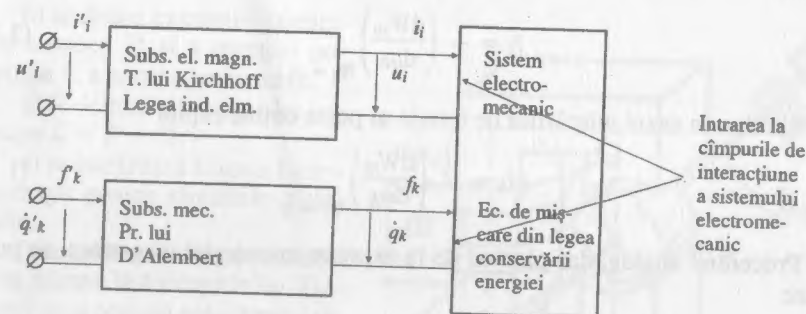


Fig. 1.2.

Se presupune o deplasare virtuală dq_k în „nodul” mecanic k , într-un interval de timp dt , în care toate celelalte coordonate mecanice sînt menținute fixe ($dq_j = 0$; $j \neq k$), iar mărimile electrice vor suferi anumite modificări. Considerînd pierderile de energie nule, conform legii conservării energiei se va scrie relația:

$$\sum_{j=1}^n u_j i_j dt + \int f_k dq_k = dW \quad (1.13)$$

energia introdusă pe cale electrică energia introdusă pe cale mecanică energia înmagazinată în câmp electromagnetic

Forța generalizată cu care reacționează sistemul, egală și de semn contrar cu forța f'_k , este:

$$f_k = \frac{1}{dq_k} \left(\sum_j u_j i_j dt - dW \right) \quad (1.14)$$

În cazul mașinilor electrice rotative, coordonata generalizată este unghiul de rotație, iar forța generalizată este cuplul de rotație, M_e .

În câteva cazuri particulare relația de mai sus devine mai simplă, anume: a) Dacă $W_e = 0$, $W = W_m$ și în condițiile când i_j și q_k sînt considerate variabile independente, ținînd seama de

$$u_j = \frac{d\Psi_j}{dt} \text{ adică } \sum_j u_j i_j dt = \sum_j i_j d\Psi_j \quad (1.15)$$

rezultă

$$f_k = - \left(\frac{dW_m}{dq_k} \right) + \sum_j i_j \frac{d\Psi_j}{dq_k} \quad (1.16)$$

b) În cazul cînd se iau variabile independente fluxul total Ψ_j și coordonata q_k , rezultă

$$f_k = - \left(\frac{dW_m}{dq_k} \right)_{\Psi_i = ct} \quad (1.17)$$

Similar, în cazul mișcărilor de rotație se poate obține cuplul

$$M_k = - \left(\frac{dW_m}{d\alpha_k} \right)_{\Psi_i = ct} \quad (1.18)$$

Procedînd analog, dar plecînd de la expresia coenergiei magnetice, se poate obține

$$f_k = \left(\frac{dW'_m}{dq_k} \right) - \sum_i \Psi_i \frac{di_i}{dq_k} \text{ și } f_k = \left(\frac{dW'_m}{dq_k} \right)_{i_i = ct} \quad (1.19)$$

1.3.2. UTILIZAREA PRINCIPILOR INTEGRALE PENTRU DEDUCEREA ECUAȚILOR SISTEMELOR ELETROMECHANICE

Această modalitate de deducere a ecuațiilor sistemelor electromecanice, în regim dinamic, permite ulterior o analiză generalizată a tuturor sistemelor în care intervin diferite forme de energie, mecanică și electromagnetice în cazul de față. În principiu, metoda implică stabilirea variabilelor independente și asociate, stabilirea funcțiilor de stare specifice și rezolvarea ecuațiilor de mișcare a sistemului. În cele ce urmează se va folosi principiul lui Hamilton, plecînd de la funcția lui Lagrange, $L(q, \dot{q}, t)$ definită prin relațiile (1.9).

Pentru sistemele conservative, fără pierderi de energie (nedisipative), L satisface ecuația lui Euler-Lagrange [2]

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{dL}{d\dot{q}_k} \right) - \frac{dL}{dq_k} = 0, \quad (1.20)$$

iar pentru sistemele neconservative, cu pierderi de energie (disipative), ecuația sus-menționată devine

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{dL}{d\dot{q}_k} \right) - \frac{dL}{dq_k} + \frac{dF}{dq_k} = Q_k, \quad (1.21)$$

unde: F este funcția de dispariție Rayleigh de forma

$$F = \frac{1}{2} \sum_i k_i \dot{q}_i^2, \quad (1.22)$$

iar Q_k reprezintă forțele neconservative generalizate de tipul tensiunilor aplicate circuitelor sau forțelor aplicate din exterior asupra sistemului.

Procedura de aplicare a metodei este următoarea:

a) se alege sistemul de variabile generalizate: q_i, \dot{q}_i, f_i și p_i ; se determină forțele asociate neconservative Q_k , care derivă din surse și forțele $dF/d\dot{q}_k$ care derivă din pierderi;

b) se deduc expresiile coenergiei cinetice T' și a energiei potențiale V , a părții conservative,

c) se determină funcția lui Lagrange $L = T' - V$,

d) se integrează ecuația Euler-Lagrange pentru circuitele sistemului.

Prin aplicarea acestei metode se va ajunge la teoremele lui Kirchhoff și la ecuația echilibrului de forțe sau cupluri.

În cele ce urmează se va exemplifica aplicarea acestei metode pe un sistem electromecanic prezentat în fig. 1.3. Elementul mobil al sistemului este un rotor anizotrop, al cărui ax este fixat în lagăre, frecările în lagăre fiind caracterizate prin coeficientul k_2 . Asupra axului se aplică un cuplu exterior $M(t)$ precum și cuplul antagonist al resortului

$$M = -k\alpha \quad (1.23)$$

Statorul prezintă un circuit magnetic, în al cărui întrefier se rotește rotorul. Înfășurarea statorului este alimentată de la o sursă exterioară $u(t)$, iar curentul i este dependent de fluxul total și de poziția rotorului, caracterizată prin unghiul α dintre axa fluxului creat de stator și axa longitudinală a rotorului. Deoarece circuitul nu cuprinde și condensatoare, energia electrică este nulă, $W_e = 0$, în schimb energia magnetică înmagazinată este $W_m \neq 0$ (dependentă și de unghiul α). Se parcurg etapele:

— Se alege sistemul de variabile generalizate:

Coordonata generalizată: α (unghiul), Q (sarcina electrică)

Viteza generalizată: $\Omega = \dot{\alpha}$ (vit. ungh.), i (curentul)

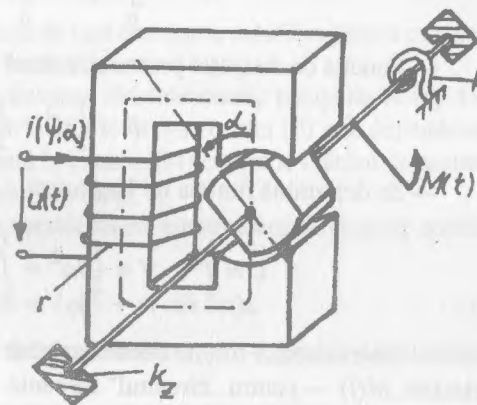


Fig. 1.3.

Forța generalizată: $M = -k\alpha$ (cuplu), e (tensiune indusă)

Impuls generalizat: $P = J\dot{\alpha}$ (imp. de rot.), Ψ (flux total)

— Se calculează coenergia cinetică (1.6), ținând seama de cele două forme ale sale: mecanică și magnetică:

$$T' = \int_0^{\dot{\alpha}} Pd(\dot{\alpha}) + \int_0^I \Psi di = \frac{1}{2}J\dot{\alpha}^2 + \int_0^I \Psi(\alpha, i) di \quad (1.24)$$

Ultima integrală din rel. (1.24) nu poate fi calculată decât în condiții concrete, întrucât fluxul total este dependent de curent și de poziția rotorului.

— Se calculează energia potențială, mecanică (întrucât $W_e = 0$)

$$V = -\int_0^{\alpha} M d\alpha = \int_0^{\alpha} k\alpha d\alpha = \frac{1}{2}k\alpha^2 \quad (1.25)$$

— Funcția de disipație pentru cele două sisteme (1.22) este

$$F = \frac{1}{2}ri^2 + \frac{1}{2}k_z\dot{\alpha}^2 \quad (1.26)$$

— Se determină funcția lui Lagrange,

$$L = T' - V = \frac{1}{2}J\dot{\alpha}^2 + \int_0^I \Psi(\alpha, i) di - \frac{1}{2}k\alpha^2 \quad (1.27)$$

— Se evaluează forțele neconservative generalizate: $u(t)$ — pentru circuitul electric, $M(t)$ — pentru „circuitul” mecanic.

— Se calculează termenii ecuației Euler-Lagrange (1.21), separat pentru subsistemul mecanic (M) și pentru subsistemul electric (E).

Primul termen al ecuației (1.21) este

$$(M1) \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{dL}{d\dot{\alpha}} \right) = \frac{d}{dt} (J\dot{\alpha}) = J\ddot{\alpha} \quad (1.28)$$

$$(E1) \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{dL}{di} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{d}{di} \int_0^I \Psi di \right) = \frac{d\Psi}{dt} \quad (1.28')$$

Al doilea termen al ecuației (1.21) este:

$$(M2) \quad \frac{dL}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \int_0^I \Psi(\alpha, i) di - k\alpha \quad (1.29)$$

$$(E2) \quad \frac{dL}{dQ} = 0 \quad (1.29')$$

Al treilea termen al ecuației (1.21) este:

$$(M3) \quad \frac{dF}{d\dot{\alpha}} = k_z\dot{\alpha} \quad (1.30)$$

$$(E3) \quad \frac{dF}{di} = ri \quad (1.30')$$

Reunind termenii (1.28), (1.29), (1.30), respectiv (1.28'), (1.29'), (1.30') și ținând seama de forțele neconservative generalizate pentru cele două subsisteme, se obțin ecuațiile:

$$(M) \quad J\ddot{\alpha} + k_z\dot{\alpha} + k\alpha - \frac{d}{d\alpha} \int_0^I \Psi(\alpha, i) di = M(t) \quad (1.31)$$

$$(E) \quad \frac{d\Psi}{dt} + ri = u(t)$$

Prima dintre ecuațiile (1.31) este de fapt ecuația de echilibru pentru cupluri, iar a doua este ecuația de echilibru a tensiunilor.

Ecuațiile care caracterizează sistemul electromecanic prezentat în fig. 1.3 nu se pot rezolva independent, întrucât fluxul total din ecuația (E) este dependent atât de i cât și de α , iar integrala prezentă în ecuația (M) cuprinde mărimi de asemenea dependente de i și α , ambele variabile în timp.

Pentru o analiză simplificată a acestui sistem electromecanic se poate considera că fluxul total este dat de:

$$\Psi = L(\alpha)i = L_0(1 + m \cos 2\alpha)i, \quad (1.32)$$

unde L_0 este inductanța medie a bobinei statorice, m — gradul de modulație a inductanței.

Ecuația cuplurilor (1.31) cuprinde: termenul $J\ddot{\alpha} = Jd\Omega/dt$, care reprezintă cuplul dinamic (apare numai în regim dinamic, la accelerări și decelerări ale rotorului); termenul $k_z\dot{\alpha}$, care reprezintă cuplul de frecare vâscoasă (proporțional cu viteza); termenul $k\alpha$ — cuplul elastic creat de resortul spiral și termenul:

$$m_e = \frac{d}{d\alpha} \int_0^I \Psi(\alpha, i) di \quad (1.33)$$

care reprezintă cuplul electromagnetic al sistemului electromecanic.

Dacă axul rotoric nu este legat de resortul spiral, atunci $k\alpha = 0$, iar sistemul electromecanic din fig. 1.3 devine mașină electrică reactivă, în situația când tensiunea de alimentare $u(t)$ este armonică. Neglijându-se frecările în lagăre $k_z = 0$, ecuația (1.31) a cuplurilor devine

$$\pm M(t) + m_e = J\ddot{\alpha}, \quad (1.34)$$

ecuație care caracterizează regimul dinamic al mașinilor electrice, în care cuplul exterior $\pm M(t)$ este dictat de regimul de motor sau de generator al mașinii. În regim

staționar, cînd viteza este constantă $\dot{\alpha} = \Omega = ct, \ddot{\alpha} = 0$, cuplul electromagnetic al mașinii echilibrează cuplul exterior.

În practică interesează, de cele mai multe ori, acest regim; de aceea, în analiza unei mașini electrice se pune problema determinării cuplului electromagnetic m_e dat de relația (1.33). Mai mult chiar, se cere valoarea medie a acestui cuplu, care se obține din integrarea în timp a expresiei m_e . Condițiile unei conversii electromecanice continue sînt îndeplinite, dacă între frecvențele surselor și viteza unghiulară de rotație a rotorului există o anumită relație liniară, teorema frecvențelor (cap.2).

În legătură cu ecuația de tensiuni (1.31), se constată că fluxul total Ψ al unei înfășurări este dependent de curent, dependența aceasta fiind considerată liniară, deși în practică este prezent și fenomenul de saturație. În cazul cînd sistemul electromecanic cuprinde mai multe înfășurări, este necesară evaluarea fluxurilor totale pentru fiecare dintre ele; datorită cuplajului magnetic variabil în timp, din cauza modificării poziției înfășurărilor, fluxurile totale devin dependente și de unghiul de rotație.

Așadar, pentru a se rezolva sistemul de ecuații integro-diferențiale al unui sistem electromecanic sînt necesare:

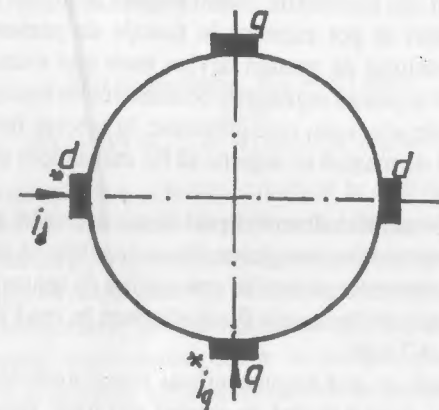
- evaluarea fluxurilor totale ale celor n înfășurări cuplate magnetic, obținînd n ecuații, care în anumite condiții se pot reduce ca număr (cap.2);

- determinarea cuplului electromagnetic al mașinii, care se manifestă asupra rotorului, considerînd mașinile electrice cu un singur element mobil cuplat mecanic la o mașină de lucru sau la o mașină de antrenare.

Înfășurările reale ale mașinilor electrice m -fazate se pot substitui în anumite condiții cu un număr minim (de două pe fiecare dintre armături), în felul acesta numărul de ecuații (E) din sistemul (1.31) se reduce, rezolvarea sa devenind mai convenabilă în anumite cazuri concrete.

CAPITOLUL 2

NOȚIUNI DE TEORIE GENERALĂ A MAȘINILOR ELECTRICE



2.1. TRANSFORMĂRI DE VARIABLE UTILIZATE ÎN TEORIA GENERALĂ A MAȘINILOR ELECTRICE

2.1.1. INTRODUCERE

Pentru studiul mașinilor electrice, în cadrul unei teorii generale, se apelează frecvent la utilizarea unor transformări de variabile, transformări, care din punct de vedere matematic conduc la unele simplificări ale studiului.

Mașina de studiat, ai cărei parametri reali se cunosc, este înlocuită cu una echivalentă — modelul său matematic, numit mașină primitivă sau mașină generalizată, ai cărei parametri se pot exprima în funcție de parametrii mașinii reale. Analiza ecuațiilor modelului de mașină devine mult mai avantajoasă, atât pentru regimurile simetrice cât și pentru regimurile nesimetrice de funcționare, dacă se aleg transformări de variabile adecvate, care urmăresc, în special, liniarizarea ecuațiilor mașinii reale. Modelul de mașină se impune să fie mai simplu și să permită analiza tuturor mașinilor reale.

În literatură sînt prezentate diverse tipuri de transformări de variabile precum și modelele de mașini primitive sau generalizate capabile să descrie funcționarea tuturor mașinilor electrice reale; notațiile, convențiile de sensuri și semne referitoare la mărimile care intervin în ecuații fiind adoptate în mod diferit de autori sau grupuri de autori. [1,3,4,7,8,9]

În capitolul de față se vor expune numai transformările de variabile strict necesare obținerii unui singur model de mașină electrică, mașina generalizată cu comutator. [10]

Mașina generalizată, la care se va ajunge, este o mașină cu colector, cu înfășurări în stator, fixe, și înfășurări rotorice legate la colector (comutator), pseudostaționare, situate în cele două axe de simetrie, ortogonale: directă (d) și în cuadratură (q). Înfășurarea rotorică cu comutator, pseudostaționară are proprietatea că, deși, în general, conductoarele sale sînt parcurse de curenți alternativi, câmpul magnetic resultant pe care îl produce este orientat în permanență pe aceeași direcție.

2.1.2 TRANSFORMAREA DE FAZE LA MAȘINA POLIFAZATĂ

O mașină polifazată idealizată cuprinde: un stator cilindric sau cu poli aparenti avînd două înfășurări plasate în cele două axe de simetrie și un rotor cu o înfășurare m — fazată, cele m înfășurări identice fiind sinusoidal distribuite, axele lor fiind decalate cu unghiuri egale de $2\pi/m$ rad., armătura rotorică fiind cilindrică (fig. 2.1). Se neglijează saturația circuitului magnetic, iar armonicile superioare ale inducției sînt, de asemenea, neglijabile.

Armătura rotorică se rotește în sens pozitiv cu viteza unghiulară ω_R , fiecare din cele m faze rotorice formează cu axa D (orizontală — pe desen) unghiuri θ_j , variabile în timp.

O înfășurare rotorică j poate fi înlocuită în orice moment cu două înfășurări rotorice plasate în cele două axe d și q , parcurse de același curent i_j , cu condiția ca solenația resultantă a celor două înfășurări pe direcția θ_j să fie egală cu solenația produsă de înfășurarea j , fig. 2.2. Întrucît curenții prin înfășurări sînt aceiași, rezultă că cele două înfășurări echivalente trebuie să aibă numere de spire diferite, în general, și dependente de unghiul $\theta_j(t)$, adică:

$$\begin{aligned} W_{jd} &= W_j \cos \theta_j, & W_{jq} &= W_j \sin \theta_j, \\ &\text{unde} & & \\ W_1 &= W_2 = \dots = W_j = \dots = W_m = W_r \end{aligned} \quad (2.1)$$

Această echivalență între solenații conduce la echivalențe ale inducțiilor și fluxurilor magnetice pe cele două direcții numai în cazul mașinilor cu întrefier constant. La mașinile cu poli aparenti, echivalența dintre inducții și fluxuri magnetice nu mai este riguros respectată. Se va admite cu aproximație egalitatea dintre fluxurile create în înfășurarea j pe cele două direcții d și q și fluxurile create separat de cele două înfășurări echivalente plasate în axele respective și se vor exprima inductanțele proprii și mutuale ale mașinii funcție de permeanțele λ_D și λ_Q pe cele două direcții. Cu alte cuvinte, înfășurarea j avînd W_r spire parcurse de curentul i_j , prin solenația sa, creează pe cele două direcții d și q fluxuri dependente de θ_j , dar care sînt egale în orice moment cu fluxurile create pe aceleași direcții de către

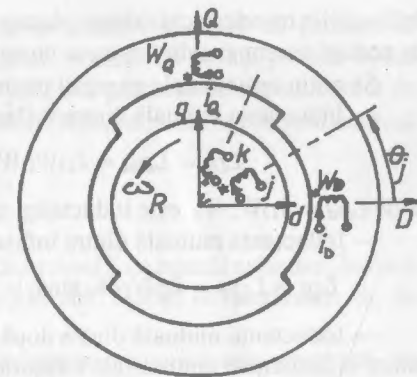


Fig. 2.1.

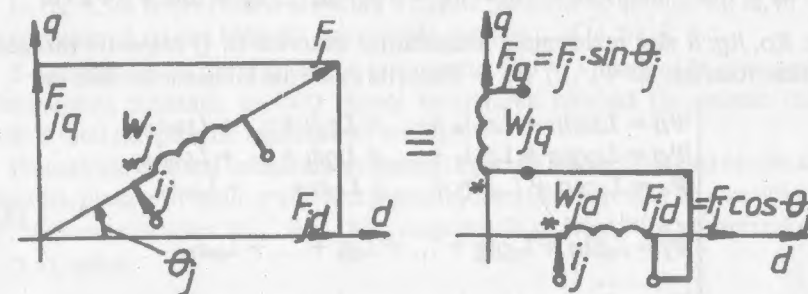


Fig. 2.2.

înfășurările rotorice echivalente plasate în cele două axe, înfășurările fiind parcurse de același curent și avînd numere de spire dependente de θ_j .

Se obțin următoarele expresii pentru diverse inductanțe:

— Inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică D și înfășurarea rotorică j :

$$L_{Dj} = L_{jD} = \lambda_D W_D W_r \cos \theta_j = L_{Dd} \cos \theta_j = L_{jD} \quad (2.2)$$

unde $L_{Dd} = \lambda_D W_D W_r$ este inductanța mutuală maximă pe axa D .

— Inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică Q și înfășurarea rotorică j :

$$L_{Qj} = L_{jQ} = \lambda_Q W_Q W_r \sin \theta_j = L_{Qq} \sin \theta_j = L_{jQ}, \quad L_{Qq} = \lambda_Q W_Q W_r \quad (2.3)$$

— Inductanța mutuală dintre două înfășurări rotorice j și k , obținută ca sumă dintre inductanțele mutuale ale înfășurărilor echivalente de pe cele două axe q și d :

$$L_{jk} = L_{jd,kd} + L_{jq,kq} = \lambda_D W_r^2 \cos \theta_j \cos \theta_k + \lambda_Q W_r^2 \sin \theta_j \sin \theta_k = \\ = L_d' \cos \theta_j \cos \theta_k + L_q' \sin \theta_j \sin \theta_k, \quad L_d' = \lambda_D W_r^2, \quad L_q' = \lambda_Q W_r^2 \quad (2.4)$$

— Inductanța proprie a înfășurării j rotorice:

$$L_{jj} = L_{\sigma j} + L_{jd,jd} + L_{jq,jq} = L_{\sigma r} + \lambda_D W_r^2 \cos^2 \theta_j + \lambda_Q W_r^2 \sin^2 \theta_j = \\ = L_{\sigma r} + L_d' \cos^2 \theta_j + L_q' \sin^2 \theta_j = L_{\sigma r} + \frac{L_d' + L_q'}{2} + \frac{L_d' - L_q'}{2} \cos 2\theta_j \quad (2.5)$$

unde $L_{\sigma r}$ este inductanța proprie corespunzătoare fluxului total de dispersie al înfășurării j .

— Inductanțele proprii ale înfășurărilor D și Q statorice:

$$L_{DD} = L_{\sigma D} + \lambda_D W_D^2 = L_{\sigma D} + L_D' \\ L_{QQ} = L_{\sigma Q} + \lambda_Q W_Q^2 = L_{\sigma Q} + L_Q' \quad (2.6)$$

unde $L_{\sigma D}$, $L_{\sigma Q}$ sînt inductanțele proprii de scăpări ale celor două înfășurări.

Ecuatiile de tensiuni ale celor $2 + m$ înfășurări ale mașinii m -fazate se scriu:

$$u_D = R_D i_D + d\Psi_D / dt, \quad u_Q = R_Q i_Q + d\Psi_Q / dt, \quad u_a = R_a i_a + d\Psi_a / dt, \\ u_b = R_b i_b + d\Psi_b / dt, \dots, u_j = R_j i_j + d\Psi_j / dt, \dots, u_m = R_m i_m + d\Psi_m / dt \quad (2.7)$$

unde: R_D , R_Q , R sînt rezistențele înfășurărilor statorice D , Q respectiv rezistența unei faze rotorice, iar Ψ_j , ..., Ψ_m — fluxurile totale ale înfășurărilor date de:

$$\begin{cases} \Psi_D = L_{DD} i_D + L_{Da} i_a + \dots + L_{Dj} i_j + \dots + L_{Dm} i_m, \\ \Psi_Q = L_{QQ} i_Q + L_{Qa} i_a + \dots + L_{Qj} i_j + \dots + L_{Qm} i_m, \\ \Psi_a = L_{aD} i_D + L_{aQ} i_Q + \dots + L_{aj} i_j + \dots + L_{am} i_m, \\ \dots \dots \dots \\ \Psi_j = L_{jD} i_D + L_{jQ} i_Q + \dots + L_{jj} i_j + \dots + L_{jm} i_m, \\ \dots \dots \dots \\ \Psi_m = L_{mD} i_D + L_{mQ} i_Q + \dots + L_{mj} i_j + \dots + L_{mm} i_m, \end{cases} \quad (2.8)$$

Inductanțele care intervin în relațiile (2.8) se determină cu expresiile (2.2) — (2.6).

Așadar, rotorul m -fazat al unei mașini se poate înlocui cu m perechi de înfășurări plasate în cele două axe ale mașinii, fiecare din aceste perechi avînd numere de spire dependente pe unghiurile θ_j și fiind parcurse de cîte un curent de fază i_j . Numerele de spire ale fiecărei perechi de înfășurări sînt legate prin unghiul θ_j după relații de formă:

$$W_{jq} = W_{jd} \operatorname{tg} \theta_j \quad (2.9)$$

Sistemul de ecuații (2.7) este un sistem de ordinul I, de ecuații neliniare, întrucît curenții sînt funcții de timp, iar inductanțele sînt funcții de unghiurile θ_j , de asemenea dependente de timp.

În anumite condiții, mai precis cînd înfășurarea rotorică este simetrică, iar curenții au legi de variație cunoscute, în particular dacă sistemul polifazat de curenți este echilibrat, se pot utiliza anumite transformări adecvate, încît sistemul nelinier (2.7) devine un sistem liniar, după cum se va vedea în cele ce urmează.

Primele două ecuații ale sistemului (2.7) rămîn în aceeași formă, doar expresiile fluxurilor Ψ_D și Ψ_Q se modifică. Celelalte m ecuații se vor reduce, în urma unor transformări, de asemenea, la un număr de două.

Întrucît, de cele mai multe ori, înfășurarea m -fazată este trifazată, se va aborda transformarea de faze pentru o mașină trifazată. Nu este necesară precizarea dacă înfășurarea considerată se găsește pe stator sau pe rotor, întrucît deducțiile sînt valabile în oricare din aceste cazuri.

2.1.3. TRANSFORMĂRI DE FAZE LA MAȘINA TRIFAZATĂ

Se știe că o înfășurare trifazată, parcursă de un sistem echilibrat de curenți, produce o undă de t.m.m. rotitoare de amplitudine constantă. Tot o undă de t.m.m. rotitoare de amplitudine constantă poate fi realizată cu un sistem bifazat, echilibrat, de curenți care alimentează o înfășurare bifazată. Adică, pentru anumite expresii ale curenților într-o înfășurare trifazată există un set de curenți din înfășurarea bifazată echivalentă care va produce aceeași t.m.m. instantanee. Se va urmări aflarea relațiilor de legătură dintre acești curenți.

În fig. 2.3.a se prezintă o armătură trifazată parcursă de curenții i_A , i_B , i_C care este echivalentă cu una bifazată parcursă de curenții i_α și i_β , fig. 2. 3.c.

S-a considerat că axele fazelor A și α coincid. Fie $W/3$ numărul de spire pe fază la înfășurarea trifazată, iar $W/2$ pentru înfășurarea bifazată (în ambele cazuri numărul total de spire ale mașinii este același).

Fiecare din cele trei înfășurări ale mașinii trifazate este echivalentă cu cîte două înfășurări, plasate în axele α și β rectangulare, înseriate, parcurse de curenții i_A , i_B și i_C . Numerele de spire $W_{A\alpha}$, $W_{B\alpha}$, $W_{C\alpha}$ respectiv $W_{A\beta}$, $W_{B\beta}$, $W_{C\beta}$ se exprimă după rel. (2.1), adică:

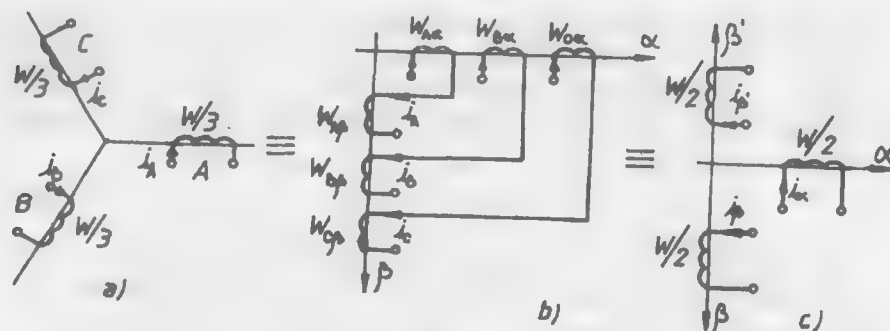


Fig. 2.3.

$$W_{A\alpha} = \frac{W}{3}, W_{A\beta} = 0, W_{B\alpha} = \frac{W}{3} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} \frac{W}{3}, W_{B\beta} = \frac{W}{3} \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{W}{3}, W_{C\alpha} = \frac{W}{3} \cos \frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} \frac{W}{3}, W_{C\beta} = \frac{W}{3} \sin \frac{4\pi}{3} = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{W}{3} \quad (2.10)$$

T.m.m. produse de cele trei perechi de înfășurări din fig. 2.3.b trebuie să fie aceleași cu cele produse de curenții i_α și i_β din fig. 2.3.c. Se obțin relațiile de echivalență:

$$\frac{W}{2} i_\alpha = \frac{W}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right); \frac{W}{2} i_\beta = \frac{W}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) \quad (2.11)$$

adică:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right); i_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_B - i_C) \quad (2.12)$$

Este evident că, dacă se schimbă bobinele B și C între ele, atunci și sensul curenților i_β se schimbă în $i_{\beta'}$, (fig. 2.3.c).

Relațiile (2.12) exprimă faptul că o armătură trifazată cu construcție simetrică, parcursă de un sistem trifazat de curenți i_A, i_B, i_C este echivalentă cu o armătură bifazată parcursă de un sistem bifazat de curenți i_α, i_β . Reciproca este adevărată, adică se pot determina curenții i_A, i_B și i_C funcție de i_α și i_β numai dacă între cei trei curenți i_A, i_B, i_C mai există o relație de legătură. Dacă cele trei înfășurări A, B, C, sînt conectate în stea, fără conductor de nul, de exemplu, este valabilă relația:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2.13)$$

care, împreună cu (2.12), conduce la un sistem rezolvabil în ambele sensuri, adică rezultă $i_\alpha, i_\beta \Leftrightarrow f(i_A, i_B, i_C)$.

În cazul general cînd înfășurarea trifazată este conectată în stea, cu conductor de nul, atunci, aplicînd teorema 1 a lui Kirchhoff în nodul înfășurării, se obține

$$i_A + i_B + i_C = i_N \neq 0 \quad (2.14)$$

i_N fiind curențul de nul. Din ecuația (2.14) se deduce:

$$(i_A - i_N/3) + (i_B - i_N/3) + (i_C - i_N/3) = 0, i_A' + i_B' + i_C' = 0$$

$$i_A = i_A' + i_0, i_B = i_B' + i_0, i_C = i_C' + i_0, \quad (2.15)$$

$$i_0 = i_N/3, i_0 = (i_A + i_B + i_C)/3$$

Relația (2.15) exprimă următoarele:

— În cazul alimentării armăturii trifazate, conectată în stea cu fir neutru, cu un sistem dezechilibrat de curenți i_A, i_B, i_C , care satisface relația (2.14), atunci se poate găsi un sistem de curenți i_A', i_B', i_C' care satisface condiția (2.13); curenții reali prin cele trei faze sînt dați de suma dintre curenții respectivi i_A', i_B', i_C' și un același curent i_0 egal cu $i_N/3$. Cei trei curenți i_0 circulă prin fiecare din înfășurările trifazate în același sens, iar solenația rezultantă în întrefier, creată de ei, este nulă în orice moment, întrucît înfășurările sînt dispuse simetric.

— Această armătură trifazată este echivalentă cu o armătură pe care se găsește: un sistem bifazat de înfășurări parcurse de curenții i_α și i_β și un sistem trifazat simetric de înfășurări parcurse de același curent i_0 (fig. 2.4.b).

Curenții i_α, i_β și i_0 sînt dați de relațiile (2.12) și (2.15), adică

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_A' - \frac{1}{2} i_B' - \frac{1}{2} i_C' \right) = \frac{2}{3} \left(i_A - i_0 - \frac{1}{2} i_B + \frac{1}{2} i_0 - \frac{1}{2} i_C + \frac{1}{2} i_0 \right) =$$

$$= \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right), i_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_B' - i_C') =$$

$$= \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_B - i_0 - i_C + i_0) = \frac{2\sqrt{3}}{3} (i_B - i_C), i_0 = \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C) \quad (2.16)$$

Se obține astfel relația matricială de transformare a curenților:

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} \quad (2.16')$$

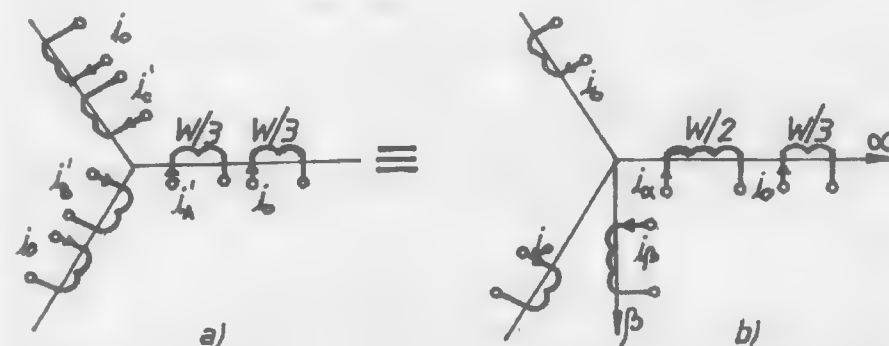


Fig. 2.4.

Relația (2.16'), care realizează trecerea de la mărimile trifazate la cele bifazate și reciproc, se poate scrie în formă concentrată (indicile 1 se referă la sistemul trifazat, iar 2 la cel bifazat).

$$[i_2] = [C] [i_1] \quad (2.17)$$

Ecuatiile de tensiuni ale celor două sisteme se scriu în complex:

$$[U_1] = [Z_1] \cdot [I_1], [U_2] = [Z_2] \cdot [I_2] \quad (2.18)$$

unde:

$$[U_1] = \begin{bmatrix} \underline{u}_A \\ \underline{u}_B \\ \underline{u}_C \end{bmatrix}, [I_1] = \begin{bmatrix} \underline{i}_A \\ \underline{i}_B \\ \underline{i}_C \end{bmatrix}, [U_2] = \begin{bmatrix} \underline{u}_\alpha \\ \underline{u}_\beta \\ \underline{u}_0 \end{bmatrix}, [I_2] = \begin{bmatrix} \underline{i}_\alpha \\ \underline{i}_\beta \\ \underline{i}_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Puterea aparentă complexă în formă matricială este:

$$S_1 = [U_1]^* [I_1], S_2 = [U_2]^* [I_2] \quad (2.20)$$

Se impune condiția ca puterea complexă să fie aceeași în ambele sisteme, deci:

$$[U_1]^* [I_1] = [U_2]^* [I_2] = [U_2]^* [C] [I_1] \quad (2.21)$$

adică:

$$[U_1]^* = [U_2]^* [C] \quad (2.22)$$

Aplicând conjugata complexă expresiei (2.22), se obține

$$[U_1]_t = [U_2]_t [C]^* \quad (2.23)$$

Se efectuează transpusa relației (2.23) după regula $([m] [n])_t = [n]_t [m]_t$:

$$[U_1] = [C]_t^* [U_2] \quad (2.24)$$

Introducând rel. (2.24) în (2.18), se deduce:

$$[U_1] = [C]_t^* [Z_2] [C] [I_1] = [Z_1] [I_1] \quad (2.25)$$

adică:

$$[Z_1] = [C]_t^* [Z_2] [C] \quad (2.26)$$

numită **relația de transformare a impedanței**, care leagă impedanța sistemului trifazat de cea a sistemului bifazat.

S-a ajuns astfel la ecuațiile de transformare:

$$[I_2] = [C] [I_1], [I_1] = [C]^{-1} [I_2], \quad (2.27)$$

$$[U_2] = [C]_t^{*-1} [U_1], [U_1] = [C]_t^* [U_2]$$

În condițiile când ecuația matricială care leagă curenții celor două sisteme are aceeași formă cu cea care leagă tensiunile, se spune că transformarea este **ortogonală**.

Din relația (2.27) se obține condiția de ortogonalitate

$$[C]^{-1} = [C]_t^* \text{ sau } [C] [C]_t^* = [1] \text{ (unitate)} \quad (2.28)$$

Transformările ortogonale aduc unele simplificări în studiu, de aceea ne vom mărgini numai la acestea.

Condiția (2.28), introdusă în (2.26), conduce la:

$$[Z_1] = [C]^{-1} [Z_2] [C] \text{ sau } [Z_2] = [C] [Z_1] [C]^{-1} \quad (2.29)$$

iar relațiile (2.27) devin:

$$[I_2] = [C] [I_1], [U_2] = [C] [U_1], \quad (2.30)$$

$$[I_1] = [C]^{-1} [I_2], [U_1] = [C]^{-1} [U_2]$$

Revenind la matricea $[C]$ dată de (2.16), se observă că aceasta nu este ortogonală, deoarece $[C] [C]_t^* \neq 1$

Condiția de ortogonalitate se realizează dacă se ia:

$$W_2/W_1 = \sqrt{3}/\sqrt{2} \quad (2.31)$$

adică numărul de spire pe faza înfășurării bifazate este mai mare de $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ decât cel al înfășurării trifazate, caz în care relațiile de transformare a curenților (2.12) devin:

$$i_\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right), i_\beta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{\sqrt{3}}{2} (i_B - i_C) \quad (2.32)$$

iar curentul i_0 care se introduce acum se ia de $\sqrt{3}$ ori mai mare decât cel real, adică:

$$i_0 = \sqrt{3} \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} (i_A + i_B + i_C) \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.33)$$

Aceste trei ecuații se scriu în formă matricială:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

transformarea obținută fiind ortogonală.

2.1.3.1 Transformarea de faze pentru regimul trifazat echilibrat

Se consideră un sistem echilibrat de tensiuni trifazate aplicat înfășurărilor unei armături; expresiile instantanee ale tensiunilor și curenților se scriu:

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin \omega t, \quad u_B = U_m \sin(\omega t - 2\pi/3), \quad u_C = U_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \\ i_A &= I_m \sin(\omega t - \varphi), \quad i_B = I_m \sin(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_C &= I_m \sin(\omega t - 4\pi/3 - \varphi) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Folosind relațiile (2.32) și (2.33), se obțin:

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi), \quad i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} I_m \sin(\omega t - \varphi - \pi/2), \quad i_0 = 0 \quad (2.36)$$

respectiv,

$$u_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \sin \omega t, \quad u_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m \sin(\omega t - \pi/2), \quad u_0 = 0 \quad (2.37)$$

Așadar, atât tensiunile cât și curenții sistemului bifazat formează sisteme echilibrate, valorile amplitudinii tensiunii sau curențului în sistemul bifazat fiind de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decât valorile corespunzătoare ale sistemului trifazat. De asemenea, u_α este în fază cu u_A respectiv i_α în fază cu i_A . Dacă ordinea de succesiune a fazelor sistemului trifazat este A, B, C (B în urma lui A cu $2\pi/3$), atunci pentru sistemul bifazat β este în urma lui α cu $\pi/2$.

2.1.3.2. Transformarea impedanțelor din sistemul trifazat în sistemul bifazat

Se consideră o înfășurare trifazată, fig. 2.5, avînd rezistența unei faze R , inductanța proprie L , iar inductanța mutuală dintre oricare două faze M .

Ecuatiile de tensiuni ale celor trei faze, rel. (2.7), se scriu sub formă matricială:

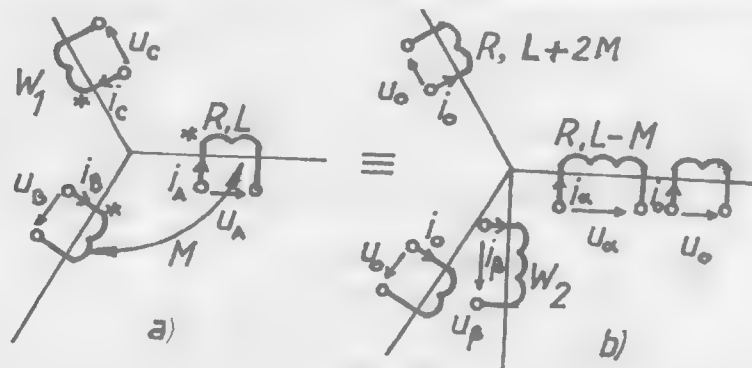


Fig. 2. 5.

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + Ls & Ms & Ms \\ Ms & R + Ls & Ms \\ Ms & Ms & R + Ls \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \text{ sau } [U_1] = [Z_1] [I_1] \quad (2.38)$$

unde s-a utilizat operatorul $s = d/dt$ aplicat curențului.

Folosind transformarea de faze (2.29), se obține matricea impedanței $[Z_2]$, adică: $[Z_2] = [C] [Z_1] [C]^{-1}$, $[C]^{-1} = [C]^*$,

Rezultă:

$$\begin{aligned} [Z_2] &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R + Ls & Ms & Ms \\ Ms & R + Ls & Ms \\ Ms & Ms & R + Ls \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} R + (L - M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L - M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L + 2M)s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Așadar, inductanța (inductivitatea) echivalentă pe fază pentru sistemul bifazat este $L-M$, fig. 2.5.b. Conform așteptărilor, inductanțele mutuale dintre faze sînt nule, deoarece înfășurările respective sînt în cuadratură. Se observă că rezistența echivalentă pe fază este aceeași cu cea a sistemului trifazat.

Ecuatia de tensiuni pentru mașina bifazată echivalentă din fig. 2.5.b este:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + (L - M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L - M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L + 2M)s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

2.1.4. TRANSFORMAREA TIP COMUTATOR

Această transformare înseamnă, de fapt, substituirea unei înfășurări bifazate în rotație, printr-o înfășurare echivalentă (cu colector) avînd două bobine decalate cu $\pi/2$, legate la perii fixe plasate în două axe rectangulare $d-q$ (d în urma lui q referitor la sensul de rotație).

Fie un rotor cu două înfășurări α și β , care se rotește cu viteza unghiulară ω_R (fig. 2.6.a). Acest sistem de înfășurări se va înlocui cu două înfășurări plasate în cele două axe fixe d și q (fig. 2.6.b și c). Numărul de spire al înfășurărilor se consideră același, W . Dacă se calculează t.m.m în lungul axelor d și q pentru ambele cazuri, se obțin:

$$W_{id} = W_{i\alpha} \cos \theta + W_{i\beta} \sin \theta; \quad W_{iq} = W_{i\alpha} \sin \theta - W_{i\beta} \cos \theta \quad (2.41)$$

Împărțind prin W , se obține ecuația matricială:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

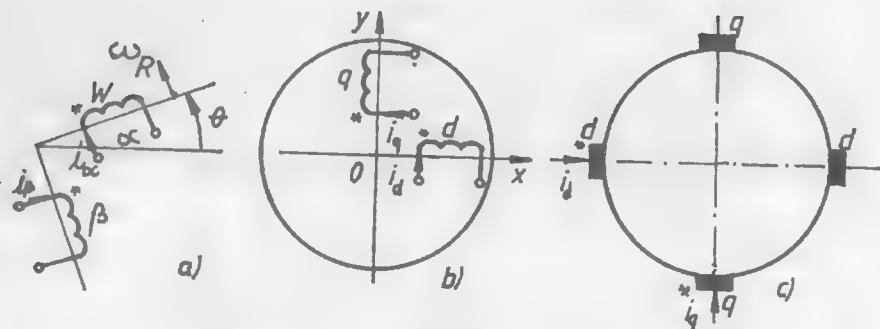


Fig. 2.6.

Întrucît sistemul de curenți i_α și i_β poate proveni dintr-un sistem trifazat i_A, i_B, i_C atunci trebuie să menținem și relația de definiție a curentului i_0 , absolut necesară cînd se cere revenirea de la mărimile i_d și i_q la cele trifazate. De aceea se va mai adăuga și relația

$$i_0 = i_0 \quad (2.43)$$

Reunind ecuațiile (2.42) și (2.43), obținem în formă matricială

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \text{ sau } [I_2] = [C] [I_1] \quad (2.44)$$

Se constată că această transformare este ortogonală, adică

$$[C] [C]^* = [1] \quad (2.45)$$

În aceste condiții sînt valabile relațiile:

$$[U_2] = [C] [U_1], [I_2] = [C] [I_1], [Z_2] = [C] [Z_1] [C]^{-1} \quad (2.46)$$

precum și inversele lor:

$$[U_1] = [C]^{-1} [U_2], [I_1] = [C]^{-1} [I_2], [Z_1] = [C]^{-1} [Z_2] [C] \quad (2.47)$$

În cazul sistemelor echilibrate, se presupun curenții dați de:

$$i_\alpha = I_m \sin\omega_r t, i_\beta = I_m \sin\left(\omega_r t - \frac{\pi}{2}\right) = -I_m \cos\omega_r t, i_0 = 0 \quad (2.48)$$

Aplicînd transformarea (2.44), se obține

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_m \sin\omega_r t \\ -I_m \cos\omega_r t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Dacă poziția rotorului se definește prin

$$\theta = \omega_r t + \theta_0, \quad (2.50)$$

unde ω_r este viteza unghiulară a rotorului, iar θ_0 este valoarea unghiului de poziție a rotorului la moment $t = 0$, atunci

$$\begin{cases} i_d = I_m \sin[(\omega_r - \omega_R)t - \theta_0] \\ i_q = I_m \cos[(\omega_r - \omega_R)t - \theta_0] \end{cases} \quad (2.51)$$

Introducînd notația:

$$\omega_r - \omega_R = \omega, \quad (2.52)$$

se obțin curenții echilibrați i_d și i_q de frecvență ω

$$i_d = I_m \sin(\omega t - \theta_0), i_q = I_m \cos(\omega t - \theta_0) \quad (2.53)$$

Rezultă următoarele:

— Cînd curenții bifazați sînt echilibrați, de pulsație ω_r , iar rotorul se rotește cu viteza unghiulară ω_R , atunci cei doi curenți ai înfășurărilor legate la comutator sînt echilibrați de aceeași amplitudine ca și cei bifazați și de frecvență $\omega_r - \omega_R$. Raționamentul reciproc rămîne valabil.

— În particular dacă $\omega_r = \omega_R$, adică rotorul se rotește la sincronism, atunci curenții i_d și i_q au pulsații zero, deci devin curenți continui.

— În cazul sistemelor polifazate echilibrate transformarea tip comutator schimbă numai frecvența.

Matricea impedenței transformate a sistemului bifazat, în acest caz, se determină după relația (2.46), anume:

$$\begin{aligned} [Z_2] &= \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} R + (L - M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L - M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L + 2M)s \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + (L - M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L - M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L + 2M)s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Mașina cu comutator echivalentă unei mașini bifazate are aceeași matrice a impedențelor, singurul efect al transformării tip comutator este de a înlocui înfășurarea rotorică cu una cu colector, cu perii fixe în două axe.

2.1.5. TRANSFORMAREA ÎN COMPONENTE SIMETRICE

Analiza sistemelor polifazate dezechilibrate se poate realiza utilizând teoria componentelor simetrice, conform căreia, orice sistem polifazat dezechilibrat poate fi interpretat ca rezultând din superpoziția unui anumit număr de sisteme echilibrate, acționând simultan.

În cazul unui sistem trifazat dezechilibrat (fără conductor de nul) acesta se poate converti într-un sistem bifazat echivalent obținut prin utilizarea transformărilor de faze, rezultând un sistem bifazat dezechilibrat de tensiuni sau de curenți. Un sistem bifazat dezechilibrat de curenți, de exemplu, se poate considera ca o sumă dintre un sistem de secvență directă (+) echilibrat și un sistem de secvență inversă (-) de asemenea echilibrat. În fig. 2.7. se prezintă sistemul dezechilibrat bifazat \underline{I}_α , \underline{I}_β (fig. 2.7.a) și cele două sisteme: de secvență directă $\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\beta 1}$ (fig. 2.7.b), de secvență inversă (fig. 2.7.c) în care se poate descompune.

Sînt valabile relațiile:

$$\underline{I}_\alpha = \underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2}; \quad \underline{I}_\beta = \underline{I}_{\beta 1} + \underline{I}_{\beta 2} \quad (2.55)$$

Deoarece: $\underline{I}_{\beta 1} = -j\underline{I}_{\alpha 1}$, iar $\underline{I}_{\beta 2} = j\underline{I}_{\alpha 2}$ rezultă

$$\underline{I}_\alpha = \underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2}, \quad \underline{I}_\beta = -j\underline{I}_{\alpha 1} + j\underline{I}_{\alpha 2} \quad (2.56)$$

sau în formă matricială

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

precum și relația inversă:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Se mai introduce și identitatea $\underline{I}_0 = \underline{I}_0$ din aceleași motive, de a se reveni la sistemul inițial trifazat, dacă este necesar.

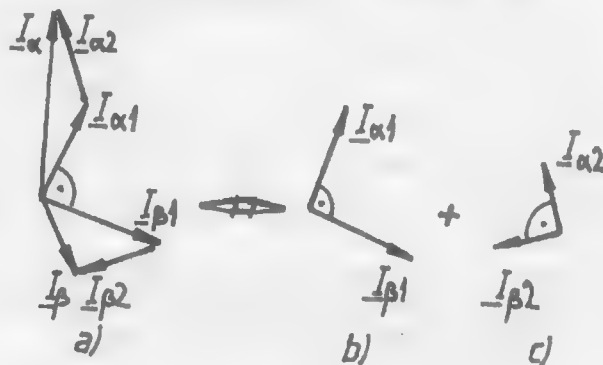


Fig. 2.7.

Se obține relația matricială:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix}, \quad [\underline{I}_2] = [C] [\underline{I}_1] \quad (2.59)$$

Matricea $[C]$ nu este ortogonală întrucît $[C][C]^* \neq 1$. Se poate obține o matrice ortogonală dacă se definesc componentele simetrice astfel:

$$\underline{I}_\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} (\underline{I}_{\alpha 1} + \underline{I}_{\alpha 2}), \quad \underline{I}_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (\underline{I}_{\beta 1} + \underline{I}_{\beta 2}) = \frac{1}{\sqrt{2}} (-j\underline{I}_{\alpha 1} + j\underline{I}_{\alpha 2}) \quad (2.60)$$

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_0$$

Se obține ecuația matricială,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -j & j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix}, \quad [\underline{I}_1] = [C]^* [\underline{I}_2] \quad (2.61)$$

De asemenea,

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix}, \quad [\underline{I}_2] = [C] [\underline{I}_1] \quad (2.62)$$

În aceste condiții se obțin și relațiile

$$[\underline{U}_2] = [C] [\underline{U}_1], \quad [\underline{Z}_2] = [C] [\underline{Z}_1] [C]^{-1} \quad (2.63)$$

iar matricea impedanțelor $[\underline{Z}_2]$ devine

$$[\underline{Z}_2] = \begin{bmatrix} R + (L - M)s & 0 & 0 \\ 0 & R + (L - M)s & 0 \\ 0 & 0 & R + (L + 2M)s \end{bmatrix} = [\underline{Z}_1] \quad (2.64)$$

Ecuatiile de tensiuni, cu notația $s \rightarrow j\omega$, se scriu

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\alpha 1} \\ \underline{U}_{\alpha 2} \\ \underline{U}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + j\omega(L - M) & 0 & 0 \\ 0 & R + j\omega(L - M) & 0 \\ 0 & 0 & R + j\omega(L + 2M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Dacă se cunosc $\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\alpha 2}$, \underline{I}_0 funcție de \underline{I}_α , \underline{I}_β , \underline{I}_0 se pot afla $\underline{I}_{\beta 1} = -j\underline{I}_{\alpha 1}$, $\underline{I}_{\beta 2} = j\underline{I}_{\alpha 2}$, deci sistemele bifazate de secvență directă respectiv inversă sînt complet determinate.

În cazul cînd se pleacă de la un sistem trifazat dezechilibrat de curenți $\underline{I}_A, \underline{I}_B, \underline{I}_C$, atunci se obțin $\underline{I}_{\alpha 1}, \underline{I}_{\alpha 2}, \underline{I}_0$:

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} \underline{I}_{\alpha 1} \\ \underline{I}_{\alpha 2} \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \underline{I}_\alpha \\ \underline{I}_\beta \\ \underline{I}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j & 0 \\ 1 & -j & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix} \cdot \\ &\cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_A \\ \underline{I}_B \\ \underline{I}_C \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (2.66)$$

unde

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j2\pi/3}. \quad (2.67)$$

2.1.6. APLICAREA TRANSFORMĂRILOR ÎN STUDIUL MAȘINILOR ELECTRICE

În cele de mai sus au fost analizate trei tipuri de transformări referitoare la mașina trifazată: transformarea de faze, transformarea tip comutator și transformarea în componente simetrice. Metoda de analiză a unei mașini electrice este următoarea:

— Dacă mașina studiată are înfășurări trifazate pe stator, pe rotor sau pe amîndouă armăturile, atunci se va utiliza transformarea de faze, adică înfășurările trifazate se înlocuiesc cu înfășurări bifazate echivalente și se află mărimile electrice, curenți, tensiuni, impedanțe în funcție de mărimile respective ale înfășurării trifazate reale.

— Dacă sistemul trifazat este echilibrat, se va folosi transformarea tip comutator, numai pentru rotor, înlocuindu-se înfășurarea bifazată cu o înfășurare echivalentă tip comutator cu perii în două axe fixe.

Mașina echivalentă va cuprinde deci: un stator cu poli aparenti sau înecați, avînd două înfășurări în cele două axe de simetrie notate D și Q și un rotor cilindric cu două înfășurări legate la comutator, pe care calcă două perechi de perii fixe, plasate de asemenea în axele d, q coliniare cu axele statorice.

Această mașină se va numi mașină **generalizată cu comutator** sau mașină model $DQ-dq$ și va fi analizată în cele ce urmează. În cazul cînd mașina are mai mult de două înfășurări pe stator, cele care apar în plus se vor așeza, prin substituirii adecvate, numai în axele de simetrie considerate mai sus.

În studiul mașinilor sincrone se va utiliza procedura expusă. La mașinile asincrone se vor aplica transformările de faze atît pentru stator cît și pentru rotor, în plus pentru rotor se va mai aplica, așa cum s-a amintit mai sus, și transformarea tip comutator. La mașinile de curent continuu, rotorul modelului de mașină generalizată va cuprinde chiar înfășurările reale conectate la o pereche sau la cele două perechi de perii, deci nu va mai fi necesară aplicarea transformării tip comutator în rotor.

— Dacă sistemul polifazat (trifazat) este dezechilibrat, atunci se va utiliza și transformarea în componente simetrice, pentru a obține sisteme echilibrate de tensiuni sau curenți de secvență directă respectiv inversă. Cele două sisteme echilibrate se vor analiza separat, deci se vor considera două modele de mașină, distincte, iar rezultatele finale se vor obține din însumarea algebrică a rezultatelor obținute la fiecare model în parte.

2.2. MODELE DE MAȘINI ELECTRICE, ECUAȚII, ECHIVALENȚE

2.2.1. INTRODUCERE

Transformările de variabile analizate în §2.1 permit aflarea relațiilor dintre mărimile sistemelor polifazate (trifazate) situate pe una din armături, stator sau rotor și mărimile sistemelor bifazate ale aceleiași armături a modelului de mașină. Adică, matricile de legătură analizate nu cuprind și interacțiunile dintre mărimile celor două armături ale mașinii; așadar, se impune aflarea matricii impedanței totale a mașinii, care leagă tensiunile aplicate înfășurărilor, de curenții prin înfășurări, în condițiile rotirii mașinii.

Pentru a obține astfel de rezultate se va analiza în continuare un model de mașină: mașină **primitivă**, apropiată de o mașină reală, dar care are un număr minim de înfășurări pe stator-două, plasate în cele două axe de simetrie (atunci cînd mașina prezintă poli aparenti) și, de asemenea, un număr de două înfășurări pe rotor. Acest model provine, de fapt, de la o mașină trifazată la care rotorul trifazat, în rotație, a fost înlocuit cu un rotor bifazat, de asemenea, în rotație.

Se adoptă următoarele convenții: axele D și Q statorice se consideră în centrul polului, respectiv în centrul spațiului interpolator statoric, curenții statorici i_D și i_Q au sensuri încît creează fluxuri pe direcțiile pozitive ale axelor, sensul de rotație al rotorului este trigonometric pozitiv, axa Q este decalată cu $\pi/2$ în avans față de axa D , înfășurările rotorice sînt plasate în axele rectangulare α, β , unde α este în avans față de β , curenții i_α, i_β produc fluxuri în sensul pozitiv al axelor rotorice considerate.

În continuare se va ajunge la modelul de mașină electrică **generalizată cu comutator** (fig. 2.10) și se va stabili echivalența energetică a acestor două modele de mașină electrică.

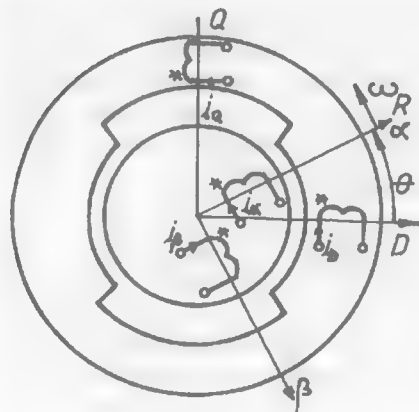


Fig. 2.8.

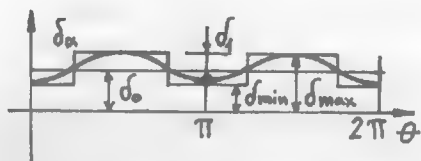


Fig. 2.9.

2.2.2. MAȘINA PRIMITIVĂ, MODEL DQ-αβ

Modelul de mașină primitivă DQ-αβ are două înfășurări statorice situate în cele două axe ale mașinii, D, Q — fixe și două înfășurări rotorice, în cuadratură, situate în două axe α, β, — rotitoare față de stator cu viteza unghiulară ω_R (fig. 2.8). Dacă se notează cu θ unghiul pe care îl face direcția pozitivă a axei rotorice α cu direcția pozitivă a axei statorice D, se pot exprima inductanțele proprii și mutuale ale mașinii, ținând seama de reluctanțele traseelor de închidere a fluxurilor respective. Se presupune că întrefierul are o valoare minimă, δ_{min}, sub poli statorici și una maximă, δ_{max}, între poli, fig. 2.9. Descompunând în serie Fourier această variație δ_α(θ) și reținând numai fundamentală, se poate scrie expresia analitică:

$$\delta \approx \delta_0 - \delta_1 \cos 2\theta, \quad \delta_0 \approx \frac{\delta_{\max} + \delta_{\min}}{2}, \quad \delta_1 \approx \frac{\delta_{\max} - \delta_{\min}}{2} \quad (2.68)$$

Dacă se notează cu W_s și W_R numerele de spire ale înfășurărilor din stator respectiv din rotor, R_{mj} reluctanța circuitului magnetic în axa înfășurării j, dată de R_{mj} = δ/(μ₀S/2), unde S este secțiunea polară a mașinii, rezultă următoarele expresii pentru diversele inductanțe:

$$\begin{aligned} L_{DD} &= \frac{W_s^2}{\delta_0 - \delta_1} \cdot \frac{\mu_0 S}{2} = L_{0s} + L_{1s} = L_D; \quad L_{QQ} = L_{0s} - L_{1s} = L_Q; \\ L_{DQ} &= L_{QD} = 0; \quad L_{\alpha\alpha} = \frac{W_R^2 \mu_0 S / 2}{\delta_0 - \delta_1 \cos 2\theta} \approx L_{0R} + L_{1R} \cos 2\theta; \\ L_{\beta\beta} &\approx L_{0R} - L_{1R} \cos 2\theta; \quad L_{\alpha\beta} = L_{\beta\alpha} = L_{1R} \sin 2\theta; \quad L_{D\alpha} = L_{\alpha D} = \\ &= \frac{W_R W_s \mu_0 S / 2}{\delta_0 - \delta_1} \cos \theta = M_D \cos \theta; \quad L_{D\beta} = L_{\beta D} = M_D \sin \theta; \\ L_{Q\alpha} &= L_{\alpha Q} = \frac{W_R W_s \mu_0 S / 2}{\delta_0 + \delta_1} \sin \theta = M_Q \sin \theta; \quad L_{Q\beta} = L_{\beta Q} = -M_Q \cos \theta; \\ L_{0R} + L_{1R} &= L_d; \quad L_{0R} - L_{1R} = L_q; \quad L_d - L_q = 2L_{1R}. \end{aligned} \quad (2.69)$$

2.2.2.1. Ecuațiile de tensiuni

Ecuațiile de tensiuni pentru cele patru circuite se scriu în formă matricială astfel:

$$[u_1] = [R_1] [i_1] + s [\Psi_1] \quad (2.70)$$

unde

$$[u_1] = \begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad [\Psi_1] = [L_1] [i_1], \quad (2.71)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \\ \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{DD} & 0 & L_{D\alpha} & L_{D\beta} \\ 0 & L_{QQ} & L_{Q\alpha} & L_{Q\beta} \\ L_{\alpha D} & L_{\alpha Q} & L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta D} & L_{\beta Q} & L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Ținând seama de (2.69), matricea inductanțelor se scrie

$$[L_1] = \begin{bmatrix} L_D & 0 & M_D \cos \theta & M_D \sin \theta \\ 0 & L_Q & M_Q \sin \theta & -M_Q \cos \theta \\ M_D \cos \theta & M_Q \sin \theta & L_{0R} + L_{1R} \cos 2\theta & L_{1R} \sin 2\theta \\ M_D \sin \theta & -M_Q \cos \theta & L_{1R} \sin 2\theta & L_{0R} - L_{1R} \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

iar matricea rezistențelor este:

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

Ecuația (2.70) este o ecuație matricială neliniară, deoarece atât curenții cât și inductanțele sînt funcții de timp. Această ecuație va deveni liniară dacă se va înmulți la stînga cu o matrice ortogonală

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix}, \quad \text{iar } [C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

adică:

$$[C] [u_1] = [C] [R_1] [i_1] + [C] s \{ [L_1] [i_1] \} \quad (2.75)$$

Se fac notațiile:

$$[u_2] = [C] [u_1] = \begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_\alpha \cos \theta + u_\beta \sin \theta \\ u_\alpha \sin \theta - u_\beta \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (2.76)$$

$$[i_2] = [C] [i_1] = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

pentru matricile transformate ale tensiunilor și curenților.
Ecuția (2.75) devine:

$$[u_2] = [C] [R_1] [C]^{-1} [C] [i_1] + \\ + s \{ [C] [L_1] [C]^{-1} [C] [i_1] \} - s \{ [C] [L_1] [C]^{-1} [C] [i_1] \} \quad (2.77)$$

unde s-a folosit relația $[m] s \{ [n] \} = s \{ [m] [n] \} - s \{ [m] \} [n]$. Rezultă

$$[u_2] = [R_2] [i_2] + s \{ [L_2] [i_2] \} - s \{ [C] [L_1] [C]^{-1} [i_2] \} \quad (2.78)$$

și în continuare

$$[u_2] = [R_2] [i_2] + s \{ [L_2] [i_2] \} - s \{ [C] [C]^{-1} [L_2] [i_2] \} \quad (2.79)$$

unde s-au introdus matricile transformate $[R_2] = [C] [R_1] [C]^{-1}$, $[L_2] = [C] [L_1] [C]^{-1}$,

$$[R_2] = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix}, [L_2] = \begin{bmatrix} L_D & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_{OR} + L_{1R} & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_{OR} - L_{1R} \end{bmatrix} = \text{const} \quad (2.80)$$

De asemenea

$$s \{ [C] \} [C]^{-1} = s \theta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \theta & \cos \theta \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & 0 & \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} = \\ = s \theta \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Ecuția (2.79) devine:

$$[u_2] = [R_2] [i_2] + [L_2] s [i_2] - \theta [G] [i_2] \quad (2.82)$$

unde

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_D & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_{OR} + L_{1R} & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_{OR} - L_{1R} \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_Q & 0 & -(L_{OR} - L_{1R}) \\ M_D & 0 & L_{OR} + L_{1R} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

iar

$$s [i_2] = \begin{bmatrix} si_D \\ si_Q \\ si_d \\ si_q \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Se remarcă faptul că seturile de curenți statorici: i_D, i_Q și rotorici: i_d, i_q sînt, în general, de frecvențe diferite încît va trebui să se țină seama de acest lucru în cazurile concrete de aplicare a ecuației (2.82). Formal, se va trece operatorul s în matricea inductanțelor, dar acesta, de fapt, se aplică curenților cu care se va înmulți inductanța respectivă. Pentru o scriere într-o formă matricială mai ușor de reținut, în ecuația (2.82) se vor inversa ultimele două linii și implicit coloane, încît această ecuație devine, dacă se introduc notațiile $L_{OR} + L_{1R} = L_d, L_{OR} - L_{1R} = L_q$, (relația 2.69)

$$\begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_D + L_D s & 0 & 0 & M_D s \\ 0 & R_Q + L_Q s & M_Q s & 0 \\ -\theta M_D & M_Q s & R + L_q s & -\theta L_d \\ M_D s & \theta M_Q & \theta L_q & R + L_d s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

Avînd în vedere ecuația (2.85), se ajunge la concluzia că mașina primitivă $DQ-\alpha\beta$ se poate înlocui cu o mașină echivalentă, **generalizată**, **model DQ-dq** prezentată în fig. 2.10, la care mărimile rotorice u_q, u_d, i_q și i_d sînt legate de mărimile reale, $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha$ și i_β prin relațiile

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

unde

$$\theta = \omega_R t + \theta_0, \quad \dot{\theta} = s \theta = \omega_R \quad (2.87)$$

Ecuția de tensiuni, pentru mașina generalizată $DQ-dq$ prezentată în fig. 2.10, exprimată în forma matricială (2.85), se poate scrie direct, utilizînd următoarele reguli:

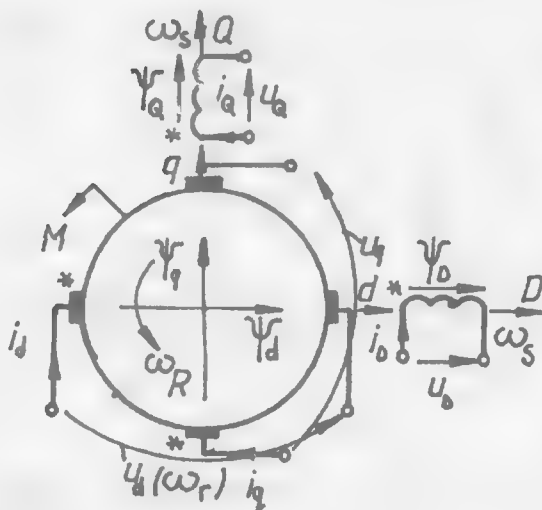


Fig. 2.10.

tensiuni respectiv curenți sînt dați de relația (2.86), unde, de asemenea mărimile $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta$ se obțin prin aplicarea matricilor de transformare de la sistemul trifazat la cel bifazat rotor, dacă mașina studiată este trifazată pe rotor. Aceasta înseamnă că mărimile u_d, u_q, i_d, i_q vor avea o pulsație egală cu $\omega_r - \omega_R$, adică diferența dintre pulsația mărimilor rotorice reale și cea de rotație a rotorului.

Matricea impedanței cuprinsă în relația (2.85) se scrie astfel:

— Pe diagonala principală se află suma dintre rezistența înfășurării respective și inductanța proprie (bineînțeleas, însoțită de operatorul de derivare în timp). Dacă mașina analizată este trifazată, atunci inductanța proprie este egală cu $L - M$, după cum se vede din relația (2.40).

— Pe cealaltă diagonală a matricei impedanței se scriu inductanțele mutuale dintre o înfășurare statorică și cea rotorică plasată pe aceeași axă, $D - d$ respectiv $Q - q$, de asemenea, însoțite de operatorul de derivare în timp.

— În spațiile rămase libere din primele două linii se scrie 0, iar în spațiile rămase libere de pe ultimele două linii se introduc produsele dintre pulsația de rotație a rotorului, $\theta = \omega_R$ și inductanțele „ rotaționale ” respective. Inductanțele rotaționale se deduc astfel. În primul rînd, acești termeni apar numai în liniile corespunzătoare înfășurărilor rotorice q și d , care se rotesc cu pulsația ω_R . Apoi, tensiunile de rotație care apar la perii se datoresc rotirii înfășurării respective într-un flux avînd direcția perpendiculară pe axa acestor perii. În al treilea rînd, sensul tensiunii la perii este pozitiv, dacă periile respective deplasîndu-se în sensul vitezei de rotație (cu $\pi/2$, de exemplu) înfășurarea rotorică în discuție se cuplează magnetic adițional cu fluxul transversal care induce acea tensiune; în caz contrar sensul tensiunii este negativ.

Matricile tensiunilor $[u]$ și curenților $[i]$ cuprind ca primi doi termeni mărimile statorice reale u_D, u_Q respectiv i_D, i_Q , dacă mașina este bifazată. Dacă mașina ce trebuie analizată are înfășurare statorică trifazată simetrică, se vor folosi relațiile de transformare a mărimilor trifazate A, B, C în mărimi bifazate statorice $\alpha_s, -\beta_s$ sau D, Q , conform cu ecuațiile (2.36) și (2.37), unde $i_D = i_{\alpha_s}, i_Q = -i_{\beta_s}, u_D = u_{\alpha_s}, u_Q = -u_{\beta_s}$. Aceste mărimi au pulsația ω_s , a mărimilor reale statorice. Ceilalți doi termeni ai matricilor de

Astfel pentru termenul de pe linia a treia și prima coloană (q, D), fluxul creat de înfășurarea D are direcția perpendiculară pe axa $q - q$ și este egal cu fluxul de inducție mutuală dintre înfășurarea rotorică și înfășurarea statorică D , caracterizată prin inductanța de cuplaj M_D (aceeași ca $M_{Dd} = M_D$ din linia întâi, coloana a patra). Semnul negativ apare, deoarece, dacă se rotesc periile $q - q$ în sensul vitezei ω_R (cu $\pi/2$) atunci înfășurarea q se cuplează diferențial cu înfășurarea D . În continuare, pe linia a treia coloana a patra apare termenul L_d , adică „cuplajul” propriu al înfășurării rotorice pe axa d (inductanța proprie). Pe linia a patra, coloana a doua (d, Q) apare inductanța mutuală M_Q dintre înfășurarea Q statorică și înfășurarea rotorică, iar pe linia a patra, coloana a treia (d, q) se scrie inductanța proprie a rotorului pe direcția q , adică L_q ; ambele sînt pozitive.

2.2.2.2. Expresia cuplului

A. Pentru a deduce expresia cuplului electromagnetic al mașinii primitive, model $DQ - \alpha\beta$, se pornește de la coenergia magnetică înmagazinată în circuitele mașinii, adică (rel.1.10)

$$W_m' = \int_0^{i_k} \sum_{k=1}^4 \Psi_k di_k \quad (2.88)$$

unde fluxurile totale ale înfășurărilor sînt date de relațiile (2.89):

$$\begin{cases} \Psi_D = L_{DD} i_D + L_{DQ} i_Q + L_{D\alpha} i_\alpha + L_{D\beta} i_\beta \\ \Psi_Q = L_{QD} i_D + L_{QQ} i_Q + L_{Q\alpha} i_\alpha + L_{Q\beta} i_\beta \\ \Psi_\alpha = L_{\alpha D} i_D + L_{\alpha Q} i_Q + L_{\alpha\alpha} i_\alpha + L_{\alpha\beta} i_\beta \\ \Psi_\beta = L_{\beta D} i_D + L_{\beta Q} i_Q + L_{\beta\alpha} i_\alpha + L_{\beta\beta} i_\beta \end{cases}; \quad [\Psi_1] = [L_1] [i_1] \quad (2.89)$$

Expresia cuplului instantaneu este:

$$m_e = \left(\frac{\partial W_m'}{\partial \theta} \right) i_k = \text{ct.} \quad [i_k \neq i_k(\theta)] \quad (2.90)$$

Coenergia magnetică înmagazinată în circuitele mașinii, atunci cînd curenții variază de la valorile inițiale 0 la valorile finale i_k ($k = D, Q, \alpha, \beta$) se obține astfel:

$$\begin{aligned} W_m' &= \int_0^{i_k} (\Psi_D di_D + \Psi_Q di_Q + \Psi_\alpha di_\alpha + \Psi_\beta di_\beta) = \\ &= \frac{1}{2} (L_{DD} i_D^2 + L_{DQ} i_D i_Q + L_{D\alpha} i_D i_\alpha + L_{D\beta} i_D i_\beta + L_{QD} i_Q i_D + \dots + \\ &\quad + L_{Q\beta} i_Q i_\beta + L_{\alpha D} i_\alpha i_D + \dots + L_{\alpha\beta} i_\alpha i_\beta + L_{\beta D} i_\beta i_D + \dots + L_{\beta\beta} i_\beta^2) \end{aligned} \quad (2.91)$$

Expresia (2.91) a coenergiei magnetice se scrie sub forma matricială:

$$W_m' = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} i_D & i_Q & i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} L_{DD} & L_{DQ} & L_{D\alpha} & L_{D\beta} \\ L_{QD} & L_{QQ} & L_{Q\alpha} & L_{Q\beta} \\ L_{\alpha D} & L_{\alpha Q} & L_{\alpha\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\beta D} & L_{\beta Q} & L_{\beta\alpha} & L_{\beta\beta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix} \quad (2.92)$$

adică:

$$W_m' = \frac{1}{2} [i_1]_t [L_1] [i_1] \quad (2.92')$$

Cuplul instantaneu se obține, conform relației (2.90)

$$m_e = \frac{1}{2} [i_1]_t \frac{d[L_1]}{d\theta} [i_1], \quad (2.93)$$

întrucât curenții nu depind de unghiul de rotație θ , singurele mărimi variabile în raport cu θ fiind inductanțele, relația (2.72).

Se deduce derivata în raport cu unghiul θ al matricei inductanțelor:

$$\frac{d[L_1]}{d\theta} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & -M_D \sin \theta & M_D \cos \theta \\ 0 & 0 & M_Q \cos \theta & M_Q \sin \theta \\ -M_D \sin \theta & M_Q \cos \theta & -2L_{1R} \sin 2\theta & 2L_{1R} \cos 2\theta \\ M_D \cos \theta & M_Q \sin \theta & 2L_{1R} \cos 2\theta & 2L_{1R} \sin 2\theta \end{vmatrix} \quad (2.94)$$

a) Cazul mașinii cu poli înecați. Inductanțele mutuale M_D și M_Q vor fi egale, iar inductanța L_{1R} este nulă, adică:

$$M_D = M_Q = M, \quad L_{1R} = 0 \quad (2.95)$$

În aceste condiții, expresia (2.94) devine:

$$\frac{d[L_1]}{d\theta} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & -M \sin \theta & M \cos \theta \\ 0 & 0 & M \cos \theta & M \sin \theta \\ -M \sin \theta & M \cos \theta & 0 & 0 \\ M \cos \theta & M \sin \theta & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.96)$$

Cuplul electromagnetic, dat de expresia (2.93), ajunge la forma

$$m_{e0} = M \cos \theta (i_D i_\beta + i_Q i_\alpha) + M \sin \theta (i_Q i_\beta - i_D i_\alpha) \quad (2.97)$$

Cuplul mediu se obține integrând în timp expresia (2.97), adică

$$M_{e0} = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} m_{e0} dt \quad (2.98)$$

unde T este perioada, iar n un număr întreg.

Pentru ca acest cuplu să fie diferit de zero, trebuie ca cel puțin unul din cei patru termeni ai expresiei (2.97) să fie nearmonici.

Fie, de exemplu, unul dintre acești termeni, în care

$$i_D = I_{sm} \sin(\omega_s t + \gamma_s), \quad i_\beta = I_{rm} \sin(\omega_r t + \gamma_r), \quad \theta = \omega_R t + \theta_0 \quad (2.99)$$

rezultă

$$\begin{aligned} m_{e01} &= M I_{sm} I_{rm} \sin(\omega_s t + \gamma_s) \sin(\omega_r t + \gamma_r) \cos(\omega_R t + \theta_0) = \\ &= \frac{1}{4} M I_{sm} I_{rm} \{ \cos[(\omega_s - \omega_r - \omega_R) t + \gamma_s - \gamma_r - \theta_0] - \\ &\quad - \cos[(\omega_s + \omega_r + \omega_R) t + \gamma_s + \gamma_r + \theta_0] + \\ &\quad + \cos[(\omega_s - \omega_r + \omega_R) t + \gamma_s - \gamma_r + \theta_0] - \\ &\quad - \cos[(\omega_s + \omega_r - \omega_R) t + \gamma_s + \gamma_r - \theta_0] \} \end{aligned} \quad (2.100)$$

Așadar, pentru ca acest cuplu să conțină un termen nearmonic, este necesară una din condițiile:

$$\omega_s = \pm \omega_r \pm \omega_R \quad (2.101)$$

Relația (2.101) se numește **teorema frecvențelor** și exprimă faptul că mașina primitivă, model $DQ - \alpha\beta$ poate produce un cuplu mediu diferit de zero, dacă pulsația curenților statorici este egală cu suma sau diferența dintre pulsația curenților rotorici și „pulsația de rotație” a rotorului.

Pentru a introduce viteza unghiulară de rotație, Ω , folosim faptul că la o mașină multipolară cu p perechi de poli există relația:

$$\theta = p \theta_g \quad (2.102)$$

unde θ_g este unghiul geometric.

Derivând relația (2.102) în raport cu timpul, se obține

$$\omega_R = \frac{d\theta}{dt} = p \frac{d\theta_g}{dt} = p \Omega \quad (2.103)$$

Teorema frecvențelor se scrie acum sub forma:

$$\omega_s \pm \omega_r = \pm p \Omega \quad (2.104)$$

Particularizînd această teoremă, se vor obține tipurile de convertizoare electro-mecanice cunoscute:

— mașina sincronă:

$$\omega_r = 0, \quad \Omega = \pm \frac{\omega_s}{p} \quad (2.105)$$

Ω fiind viteza unghiulară sincronă.

— mașina asincronă:

$$\omega_r = s \omega_s, \quad \Omega = \pm (1 \pm s) \frac{\omega_s}{p} \quad (2.106)$$

Semnul + sau – din paranteză caracterizează regimul de generator, respectiv de motor asincron, s fiind alunecarea.

Dacă $\omega_r = \omega_s$, rezultă: $\Omega = \pm (1 \pm 1) \omega_s / p$, adică: $\Omega = 2 \omega_s / p$ — regimul de dublă alimentare a mașinii asincrone, sau $\Omega = 0$ regimul de regulator de inducție sau transformator.

— mașina de curent continuu:

$$\omega_s = 0, \quad \Omega = \pm \frac{\omega_r}{p} \quad (2.107)$$

adică pulsația curenților rotorici este legată printr-o relație de „sincronism”, deși de la perii spre exterior sau invers circulă curent continuu.

Observație. Dacă $\omega_r = \omega_s = 0$ rezultă $\Omega = 0$, deci la o mașină alimentată în curent continuu atât în stator cât și în rotor viteza este nulă, deci nu poate fi convertizor electromecanic.

b) Cazul mașinii cu poli aparenti

Se calculează cuplul instantaneu după relația (2.93), în care se introduce expresia (2.94), obținându-se:

$$m_e = \frac{1}{2} |i_D \ i_Q \ i_\alpha \ i_\beta| \times$$

$$\times \begin{vmatrix} -M_D (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) \\ M_Q (i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta) \\ M_D i_D \sin \theta + M_Q i_Q \cos \theta - 2L_{1R} (i_\alpha \sin 2\theta - i_\beta \cos 2\theta) \\ M_D i_D \cos \theta + M_Q i_Q \sin \theta + 2L_{1R} (i_\alpha \cos 2\theta + i_\beta \sin 2\theta) \end{vmatrix} = \quad (2.108)$$

$$= M_Q i_Q (i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta) - M_D i_D (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) -$$

$$- 2L_{1R} (i_\alpha^2 \sin \theta \cos \theta - i_\beta^2 \sin \theta \cos \theta + i_\alpha i_\beta \sin^2 \theta - i_\alpha i_\beta \cos^2 \theta)$$

Din relația (2.108) se constată că: în condițiile cînd $M_D = M_Q = M$, iar $L_{1R} = 0$ ceea ce corespunde mașinii cu poli înecați, cuplul m_e se reduce la primii doi termeni, identic cu expresia (2.97).

În cazul mașinii cu poli aparenti, $M_D \neq M_Q$ și $L_{1R} \neq 0$ cuplul m_e se obține ca o sumă dintre cuplul dat de primii doi termeni, deci dependent de produsul curenților statorici și rotorici și un alt termen:

$$m_{e1} = -2L_{1R} (i_\alpha^2 \sin \theta \cos \theta - i_\beta^2 \sin \theta \cos \theta +$$

$$+ i_\alpha i_\beta \sin^2 \theta - i_\alpha i_\beta \cos^2 \theta) \quad (2.109)$$

dependent numai de curenții rotorici și diferența L_{1R} dintre inductanțele mașinii pe cele două axe, datorată neuniformității întrefierului. Acest cuplu se numește cuplu de reluctanță, proporțional cu diferența reluctanțelor, pe cele două axe ale mașinii.

Pentru ca acest cuplu de reluctanță să fie diferit de zero, se pune condiția ca cel puțin unul dintre termenii săi să fie nearmonic. Fie, de exemplu, $i_\alpha = I_{rm} \sin \omega_r t$, primul termen din expresia (2.109) devine:

$$m_{e11} = -L_{1R} I_{rm}^2 \sin^2 \omega_r t \sin 2\theta = -\frac{L_{1R} I_{rm}^2}{2} (\sin 2\theta - \sin 2\theta \cos 2\omega_r t) =$$

$$= -\frac{L_{1R} I_{rm}^2}{2} \left\{ \sin 2\theta - \frac{1}{2} \sin [(2\omega_r + 2\omega_r) t + 2\theta_0] - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2} \sin [(2\omega_r - 2\omega_r) t + 2\theta_0] \right\} \quad (2.110)$$

unde s-a înlocuit θ dat de expresia (2.99).

Rezultă condiția

$$\omega_r = \pm \omega_r \text{ sau } \Omega = \pm \omega_r / p \quad (2.111)$$

adică mașina cu poli aparenti este capabilă să producă cuplu electromagnetic nenul numai la viteza de sincronism.

Revenind la expresia (2.108) a cuplului mașinii primitive $DQ - \alpha \beta$ cu poli aparenti, se poate deduce:

$$m_e = M_Q i_Q (i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta) - M_D i_D (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) -$$

$$- 2L_{1R} (i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta) (i_\alpha \sin \theta - i_\beta \cos \theta) \quad (2.112)$$

Dacă se ține seama de relațiile de transformare (2.86), se obține expresia cuplului în forma:

$$m_e = (M_Q i_Q i_d - M_D i_D i_q) + (L_q - L_d) i_d i_q \quad (2.113)$$

B. În cele ce urmează se va dovedi că la aceeași expresie a cuplului se poate ajunge dacă se utilizează modelul $DQ - dq$ al mașinii.

Ecuția de tensiuni (2.85) se poate scrie detaliat astfel:

$$[U] = [R] [I] + [L] s [I] + [M] s [I] + \theta [G] [I], \quad (2.114)$$

unde

$$[U] = \begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix},$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_Q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_d \end{bmatrix}, \quad [M] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & M_D \\ 0 & 0 & M_Q & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & 0 \\ M_D & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.115)$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & M_Q & L_q & 0 \end{bmatrix} \quad (2.115')$$

Dacă se înmulțește în partea stîngă cu $[I]_t$, ecuația (2.114) devine:

$$[I]_t [U] = [I]_t [R] [I] + [I]_t [L] s [I] + [I]_t [M] s [I] + \theta [I]_t [G] [I] \quad (2.116)$$

Membrul stîng al ecuației (2.116) reprezintă puterea instantanee absorbită de mașină

$$p_e = [I]_t [U] \quad (2.117)$$

Primul termen din membrul drept

$$p_j = [I]_t [R] [I] \quad (2.118)$$

reprezintă pierderile de putere prin efect electrocaloric în rezistențele circuitelor mașinii.

Termenii al doilea și al treilea din membrul drept

$$p_w = [I]_t [L] s [I] + [I]_t [M] s [I] \quad (2.119)$$

reprezintă puterea înmagazinată în câmpul magnetic al mașinii, în inductanțele proprii și mutuale.

Ultimul termen din relația (2.116) nu reprezintă altceva decît puterea electrică transformată în putere mecanică

$$p_m = \theta [I]_t [G] [I] \quad (2.120)$$

Cuplul electromagnetic instantaneu se poate afla astfel:

$$m_e = p_m / \theta = [I]_t [G] [I] \quad (2.121)$$

rezultă

$$\begin{aligned} m_e &= \begin{vmatrix} i_D & i_Q & i_q & i_d \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & M_Q & L_q & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} i_D & i_Q & i_q & i_d \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ -M_D i_D - L_d i_d \\ M_Q i_Q + L_q i_q \end{vmatrix} = \\ &= (-M_D i_D i_q + M_Q i_Q i_d) + (L_q - L_d) i_d i_q \end{aligned} \quad (2.122)$$

adică tocmai expresia dată de relația (2.113).

Prima paranteză din expresia (2.122) reprezintă un cuplu proporțional cu inductanțele mutuale ale mașinii și cu curenții statorici și rotorici numindu-se cuplu „de excitație”, iar a doua paranteză reprezintă un cuplu proporțional cu produsul curenților rotorici și cu diferența dintre inductanțele mașinii pe cele două axe, numindu-se cuplu „de reluctanță”.

În cazul cînd curenții și tensiunile aplicate înfășurărilor au variație sinusoidală, admitînd o reprezentare în complex (fazori), atunci puterea activă P_e se poate exprima

$$P_e = \text{Re} \{ [I]_t^* [U] \} \quad (2.123)$$

Justificarea este următoarea. Dacă se consideră $u = U\sqrt{2} \sin \omega t$, iar $i = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$ și reprezentarea $u \rightleftharpoons \underline{U} = U e^{j0}$, $i \rightleftharpoons \underline{I} = I e^{-j\varphi}$, atunci $P = UI \cos \varphi$ se obține astfel: $P = \text{Re} (\underline{I}^* \underline{U}) = \text{Re} (IU e^{j\varphi}) = \text{Re} (S \cos \varphi + j \sin \varphi)$.

Cuplul mediu al mașinii se poate exprima, deci, utilizînd relația (2.116):

$$M_e = \text{Re} \{ [I]_t^* [G] [I] \} \quad (2.124)$$

Revenind la expresia (2.122) a cuplului instantaneu și reținînd numai cuplul de excitație, se va obține și relația:

$$m_e = M_Q i_Q i_d - M_D i_D i_q = \Psi_Q i_d - \Psi_D i_q \quad (2.125)$$

unde Ψ_Q și Ψ_D sînt fluxurile mutuale pe direcția Q , respectiv D .

2.2.3. CONCLUZII PRIVITOARE LA ECUAȚIILE MAȘINII ELECTRICE GENERALIZATE

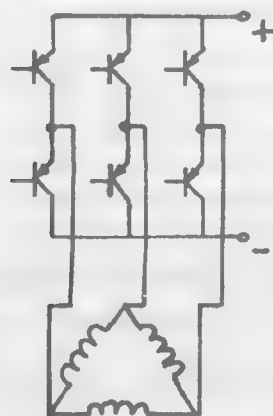
Au fost prezentate trei tipuri de transformări de variabile utilizate în teoria generală a mașinilor electrice: transformarea de fază, transformarea de tip comutator, transformarea în componente simetrice. Matricile de transformare utilizate aduc simplificări în studiu, deoarece îndeplinesc condiția de ortogonalitate. Aceste transformări de variabile sînt necesare în totalitate sau parțial pentru analiza tuturor tipurilor de mașini electrice: sincrone, asincrone și de curent continuu, în regimuri echilibrate sau dezechilibrate.

În regim echilibrat o mașină polifazată (în particular, trifazată) pe rotor poate fi analizată cu modelul de mașină primitivă $DQ - \alpha \beta$, dacă se utilizează transformarea de fază. În urma aplicării transformării tip comutator se obține o mașină generalizată model $DQ - dq$, care posedă o înfășurare rotorică cu colector și două perechi de perii fixe în cele două axe de simetrie a mașinii.

Mașina primitivă și mașina generalizată sînt echivalente din punct de vedere al puterii și cuplului.

Analiza mașinilor electrice în regim dezechilibrat face apel și la transformarea în componente simetrice, mașina reală fiind studiată folosind două modele de mașini echilibrate.

MAȘINI ELECTRICE CU COMUTAȚIE STATICĂ



3.1. GENERALITĂȚI

În industrie, în mod deosebit în ultima vreme, capătă o largă utilizare acționările electrice cu turație variabilă datorită performanțelor tehnice superioare pe care le posedă.

În afara mașinilor de c.c. alimentate de la redresoare comandate, se utilizează tot mai frecvent mașinile de c.a. alimentate de la invertoare cu elemente semiconductoare, care permit un reglaj în limite largi al tensiunii și frecvenței de alimentare.

Motoarele de c.c. cu viteză reglabilă și-au restrâns aria de utilizare datorită prezenței perii și a colectorului mecanic care diminuează fiabilitatea în funcționare și constituie un factor de risc, datorită scânteilor care pot apărea, în situația utilizării lor în medii inflamabile. S-a impus astfel realizarea unor acționări cu motoare fără contacte alunecătoare care să poseze cel puțin performanțele de reglare și în regim dinamic ale motoarelor de c.c.

În categoria acționărilor de c.a. cu viteză reglabilă intră și mașinile electrice cu comutație statică (MECS), care îmbină caracteristicile mașinilor sincrone cu cele ale mașinilor de c.c. Utilizarea dispozitivelor cu comutație statică asociate mașinilor electrice este indicată în acționările electrice în care comutatoarele mecanice (colectoarele) introduc deranjamente sau posedă caracteristici dinamice de performanțe scăzute cum ar fi: în centrale atomoelectrice, tracțiune electrică, industrie textilă, industrie chimică, industria materialelor de construcție, la acționări cu viteză ridicată, la mașini de puteri foarte mari și turații reduse, etc.

3.2. PRINCIPIUL COMUTAȚIEI STATICE

Un comutator mecanic constă dintr-un sistem de perii care alunecă pe un colector realizat din lamele izolate la care sînt conectate secțiunile unei înfășurări. La rotirea colectorului în raport cu perile alimentate de la rețea se obțin în secțiunile înfășurării curenți de frecvență dependentă de viteza de rotație și de frecvența de alimentare, sistemul de mai sus constituind un convertizor de frecvență.

Mașina de curent continuu poate fi interpretată ca o mașină sincronă alimentată la frecvență variabilă, colectorul realizînd o modificare a frecvenței care este riguros determinată de viteza de rotație. [12] Se va arăta cum, pornind de la o construcție tipică de mașină de curent continuu, se obțin, de fapt, condiții de funcționare pentru toate tipurile de mașini electrice.

Se pot astfel combina avantajele mașinii de curent continuu, în special cele referitoare la reglajul vitezei și cuplului în limite largi, cu cele ale mașinilor sincrone, cum ar fi construcție simplă și robuste, dacă se elimină contactul alunecător perie-colector, a cărui prezență nu este acceptată în anumite utilizări.

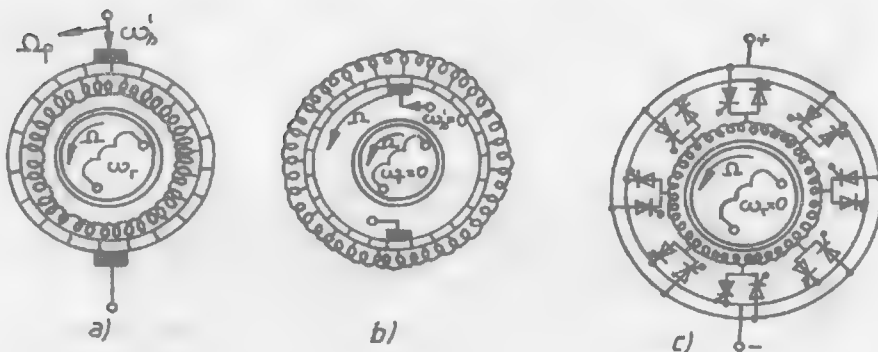


Fig. 3.1.

Fie un colector plasat în statorul unei mașini electrice, deci fix (fig. 3.1.a) pe care alunecă un sistem de perii rotitoare cu viteza de rotație Ω_p . Periile sînt alimentate în c.a. cu frecvența ω'_s . Dacă pe colector calcă p perechi de perii, iar $\omega'_s = 0$ (deci sînt alimentate în c.c.), atunci la rotirea sistemului de perii, secțiunile înfășurării sînt parcurse de curenți alternativi, întrucît periile de polarități „+”, respectiv „-” își schimbă periodic pozițiile în raport cu secțiile alimentate, pulsația curenților în înfășurare fiind $p \cdot \Omega_p$. Dacă același sistem de perii este alimentat de la o sursă de pulsație ω'_s , atunci peste această pulsație a curenților se suprapune și cea datorită rotirii periilor, încît pulsația rezultantă a curenților statorici este:

$$\omega_s = \omega'_s + p \cdot \Omega_p \quad (3.1)$$

Pe rotor, care se rotește cu viteza unghiulară Ω , se află o înfășurare care este alimentată cu un curent de pulsație ω_r .

Conform teoremei frecvențelor, condiția ca această mașină să producă cuplu mediu diferit de zero este (2.101), adică:

$$\omega_s = \pm \omega_r \pm p \cdot \Omega \quad (3.2)$$

Ținînd seama de relația (3.1), condiția (3.2) este îndeplinită în următoarele cazuri particulare:

a) $\omega'_s = 0$ — sistemul de perii este alimentat în c.c., iar dacă $\omega_r = 0$ — înfășurarea rotorică este parcursă de c.c., rezultă:

$$\Omega_p = \pm \Omega, \quad (3.3)$$

adică periile și rotorul trebuie să se rotească cu aceeași viteză. Acesta este cazul mașinii de c.c., dar de construcție inversată, adică se rotește colierul de perii alimentat în c.c., sincron cu inductorul alimentat de asemenea în c.c., în timp ce înfășurarea conectată la colector este fixă (fig. 3.1.b). În practică se mențin fixe periile și inductorul și se rotește colectorul împreună cu înfășurarea indusă, soluția aceasta fiind adoptată în exclusivitate.

b) $\omega_p = 0$ - sistemul de perii este fix și $\omega'_s = \omega_s \neq 0$, iar dacă $\omega_r = 0$ - înfășurarea rotorică este alimentată în c.c., rezultă

$$\omega'_s / p = \Omega, \quad (3.4)$$

adică rotorul se rotește cu viteza de sincronism dictată de pulsația curentului statoric. Este cazul mașinii sincrone în construcție directă la care statorul este conectat la rețeaua de c.a., iar rotorul, excitat în c.c., se rotește cu viteza sincronă. În acest caz nu mai este necesară prezența colectorului, de la înfășurările statorice, accesul spre rețeaua de alimentare nu mai pune probleme tehnice. În schimb alimentarea înfășurării rotorice se realizează prin contacte perie-inele, în general. Se poate renunța și la aceste contacte alunecătoare, dacă se folosesc magneti permanenți pe rotor sau se adoptă soluția excitării prin inducție și redresare (cu diode rotitoare) [9,11]

c) $\omega_p = 0$ — sistemul de perii este fix și $\omega'_s = \omega_s$, iar dacă $\omega'_s \neq p \cdot \Omega$, $\omega'_r \neq 0$ — înfășurarea rotorică parcursă de c.c., rezultă:

$$(\omega_s \pm \omega_r) / p = \Omega \quad (3.5)$$

Acesta este cazul mașinii asincrone (de inducție) în cele două regimuri, generator și motor. Frecvența rotorică $\omega_r = s \cdot \omega_s$ (s -alunecarea) nu se obține în general de la sursa exterioară de c.a., ci prin inducție, astfel că în acest caz nu este nevoie de utilizarea unui sistem de contacte alunecătoare perie-inele. Fac excepție mașinile asincrone cu rotor bobinat și inele precum și mașinile de c.a. cu colector.

Așadar, mașina de curent continuu indicată în fig. 3.1.b, care prezintă dezavantajul alimentării înfășurării statorice prin perii rotitoare și colector, poate deveni atît mașină sincronă, cît și mașină asincronă, în anumite condiții particulare. Alimentarea diverselor secțiuni ale înfășurării statorice, în condițiile eliminării dezavantajului sus-menționat, se poate realiza prin utilizarea unor elemente semiconductoare comandate, obținîndu-se în acest mod o comutație statică (fig. 3.1.c). Secțiunile înfășurării statorice se alimentează succesiv de la o sursă de c.c., dacă se trec în stare de conducție cel puțin două din ventilele prezentate în schemă. Succesiunea impulsurilor de comandă a ventilelor este corelată cu poziția rotorului astfel încît să se obțină condiția (3.4). Acest procedeu se utilizează la mașinile excitate pe rotor, cu excitație electromagnetică sau cu magneti permanenți sau la mașinile cu rotor anizotrop, la care rotorul ocupă în câmpul creat de stator o poziție în general, apropiată de cea corespunzătoare situației de reluctanță magnetică minimă.

Mașinile din această categorie, la care viteza este impusă de frecvența de comutare a secțiunilor înfășurării statorice, dar în strînsă corelație cu poziția rotorului, posedă o viteză reglabilă chiar dacă din punct de vedere al construcției sînt mașini sincrone. Aceste mașini se întîlnesc în literatură sub denumirea de mașini electrice cu comutație statică sau electronică (MECS). Schema electronică care permite alimentarea cu frecvență reglabilă a înfășurării statorice, care înlocuiește sistemul perie-colector, se întîlnește sub denumirea de comutator static.

3.3. ELEMENTE DE BAZĂ ALE MAȘINII ELECTRICE CU COMUTAȚIE STATICĂ

3.3.1. SCHEMA DE PRINCIPIU A MAȘINII CU COMUTAȚIE STATICĂ

MECS se compune în principiu din:

- mașina electrică propriu-zisă (mașină sincronă),
- comutator static,
- traductoare de poziție și de viteză,
- circuite electronice de comandă, control, reglare, etc.

Schema bloc a MECS este prezentată în fig.3.2.

Comutatorul static existent între rețea și mașină cuprinde un redresor și un invertor cu posibilități distincte de comandă. Între redresor și invertor se folosește, în multe cazuri, un filtru, existând și posibilitatea evaluării curentului absorbit de mașină.

Traductorul de poziție sesizează poziția rotorului față de înfășurările statorului și furnizează o succesiune de impulsuri care sînt aplicate distribuitorului de impulsuri. Distribuitorul de impulsuri comandă corespunzător elementele semiconductoare (ventilele) ale invertorului. În acest mod se menține o legătură rigidă între viteza rotorului și frecvența tensiunilor aplicate înfășurărilor statorice. Acest sistem

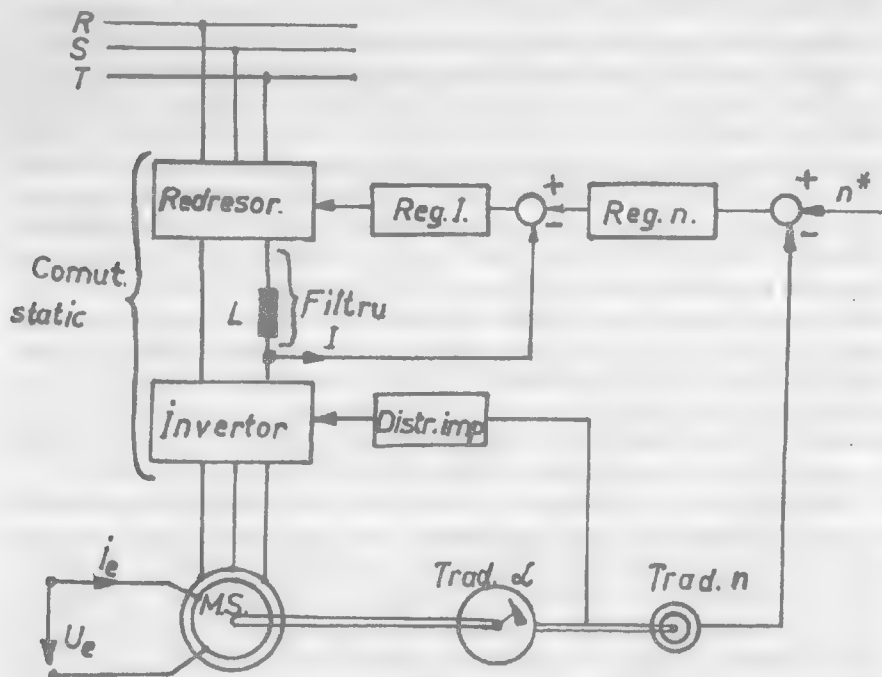


Fig. 3.2.

impune, deci, o dependență rigidă între viteza de rotație a câmpului statoric și viteza de rotație a rotorului, mașina avînd caracteristici de motor sincron alimentat cu frecvență variabilă. Totodată unghiul dintre axele câmpurilor magnetice ale statorului și rotorului este menținut aproximativ la o valoare medie constantă impusă de comanda ventilelor invertorului, în corelație directă și cu sarcina existentă pe arbore. Din acest punct de vedere mașina se apropie de o mașină de c.c. de construcție inversată la care unghiul dintre câmpul de excitație (de data aceasta produs de rotor) și câmpul „de reacție a indusului” (statoric) este impus în strînsă legătură cu sarcina (și cu viteza de rotație). Altfel spus, unghiul de comandă al ventilelor statorului devine echivalent cu unghiul de decalare a periilor pe colector (considerat față de axa longitudinală) la mașina de c.c. de construcție inversată.

Traductorul de viteză evaluează viteza de rotație a rotorului, care este comparată cu una impusă și prin intermediul regulatorului de viteză comandă tensiunea de ieșire a redresorului.

Schema MECS din fig.2.3 permite reglarea vitezei sau/și a cuplului în următoarele trei moduri:

- prin modificarea tensiunii de alimentare a înfășurării statorului, care se realizează prin comanda redresorului,
- prin modificarea unghiului dintre axele câmpului magnetic rotoric și cel statoric, care se realizează prin schimbarea unghiului α de comandă a traductorului de poziție,
- prin modificarea câmpului de excitație rotoric, care se realizează prin variația curentului de excitație, I_e (sau a tensiunii U_e).

3.3.2. MAȘINA ELECTRICĂ CU MUTATOR AUTOCOMANDAT

Pentru clarificarea funcționării unei mașini sincrone trifazate, în condițiile alimentării înfășurărilor printr-un invertor comandat în funcție de poziția rotorului, se va considera o mașină cu înfășurări conectate în stea alimentată prin intermediul a șase ventile, fiecare dintre acestea fiind trecute în stare de conducție de către impulsurile primite de la șase elemente sesizoare plasate pe rotor (fig.3.3.a).

a) Se consideră cazul cînd se impune condiția ca numai două ventile să fie comandate simultan de către elementele sesizoare ale traductorului de poziție (α).

Ventilele, care pot fi tranzistoare sau tiristoare, aflate în stare de conducție, sînt înnegrite pe desen. Sînt prezentate șase situații consecutive, fiecare durează ca timp o șesime de perioadă, $T/6$.

În prima șesime traductorul rotoric comandă deschiderea ventilelor 1 și 6, curentul se închide prin fazele C și B, înseriate, ale mașinii; fluxul statoric Φ_{st} — orientat pe direcție orizontală pe figură — conduce la rotirea rotorului (excitat în c.c.) pe o direcție pentru care axele celor două fluxuri devin coliniare (dacă mașina funcționează la gol). Rotirea rotorului, de care este cuplat mecanic și elementul mobil al traductorului, conduce la aplicarea impulsurilor de comandă ventilelor 1 și

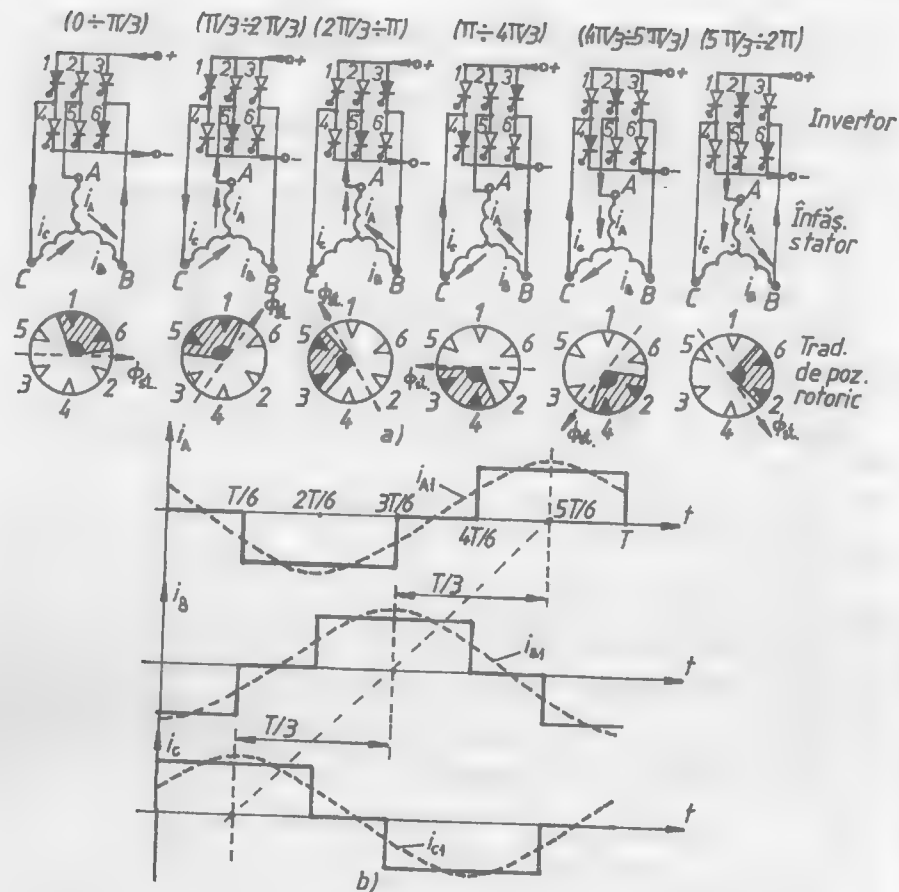


Fig. 3.3.

5, curentul statorului circulă prin fazele C și A, iar fluxul statoric are o direcție modificată cu $\pi/3$ în spațiu față de direcția inițială. Se obține astfel situația prezentată în cea de a doua șesime pe fig.3.3.a. Rotirea în continuare a rotorului se face prin orientarea sa în permanență în câmpul Φ_{st} creat de curenții din înfășurările statorice.

Dacă se reprezintă variațiile în timp a curenților i_A, i_B, i_C se obțin dependențele dreptunghiulare din fig.3.3.b. Descompunând aceste dependențe în serie Fourier și reținând numai fundamentalele i_{A1}, i_{B1}, i_{C1} , se constată că ele constituie un sistem trifazat simetric, unghiul de defazaj dintre aceste unde fiind o treime din perioadă. Acest sistem trifazat de curenți creează un câmp învârtitor statoric (mai exact un câmp „săritor“, datorită formelor dreptunghiulare de variație) sub acțiunea căruia se realizează rotirea rotorului. Totodată, se constată că între viteza de rotație a

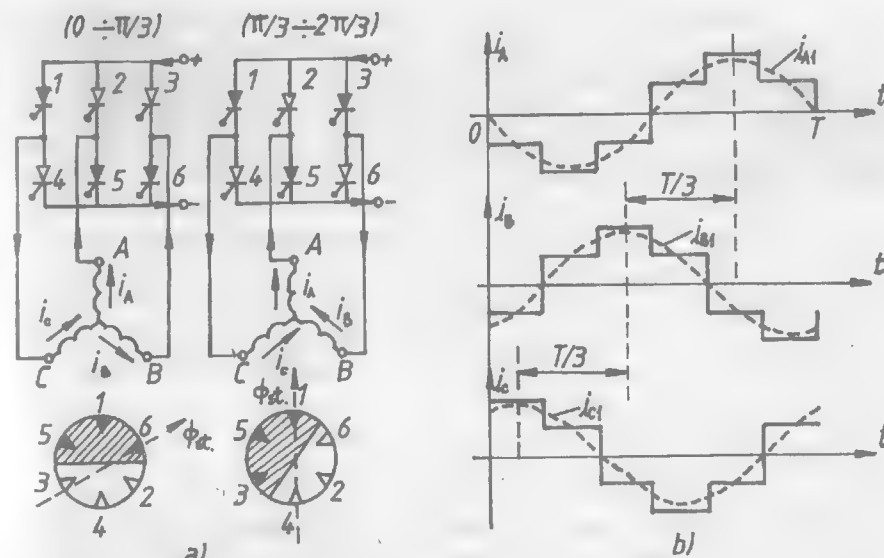


Fig. 3.4.

rotorului și frecvența curenților i_A, i_B, i_C - statorici există o relație rigidă, întrucât la rotirea rotorului cu unghiul $\pi/3$ intervine o modificare a alimentării înfășurărilor statorice încât fluxul Φ_{st} își schimbă direcția în spațiu tot cu un unghi de $\pi/3$. Din acest motiv mașina se numește cu mutator autocomandat. Se poate intui faptul că, la existența unei sarcini pe arbore, rotorul nu reușește să se orienteze în câmpul statoric încât axele lor magnetice să coincidă avînd loc o anumită rămînere în urmă. Această rămînere în urmă se poate „compensa“ prin modificarea momentului aplicării comenzii de deschidere a ventilelor corespunzătoare secvenței următoare, adică prin decalarea convenabilă a elementelor sesizoare ale traductorului de poziție a rotorului. Totodată se poate deduce și faptul că pentru o anumită poziție a elementelor traductorului (un unghi de comandă impus) la creșterea sarcinii, de exemplu, tendința de rămînere în urmă a rotorului se manifestă printr-o întârziere în timp a aplicării comenzii de deschidere a ventilelor, corespunzătoare secvenței următoare, deci o diminuare a frecvenței curenților statorici, ceea ce înseamnă o micșorare a vitezei. Așadar, această mașină prezintă o caracteristică a cuplului funcție de viteză asemănătoare motoarelor serie de c.c., viteza de rotație se adaptează mării cuplului rezistent pe arbore.

b) În cazul cînd elementele sesizoare ale traductorului de poziție comandă simultan trei ventile (se prezintă două secvențe în fig.3.4.a), înfășurările mașinii sînt parcurse în permanență de curenți ale căror variații în timp sînt prezentate în fig.3.4.b. Fundamentalele celor trei curenți, i_{A1}, i_{B1}, i_{C1} , formează de asemenea un sistem trifazat simetic. [13]

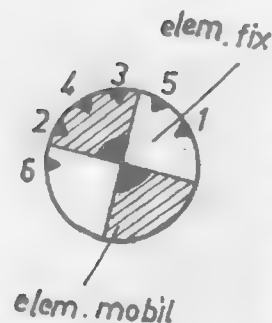


Fig. 3.5.

În fig.3.3.și 3.4. s-au considerat mașinile bipolare ($2p = 2$). În cazul mașinilor cu mai multe perechi de poli traductoarele trebuie să furnizeze o succesiune de impulsuri, similară cu cea prezentată în fig.3.3.a, pe timpul cât rotorul efectuează un unghi de $2\pi/p$ rad. geom. De aceea traductorul trebuie să cuprindă un număr de 6 elemente sesizoare distribuite pe intervalul respectiv. De exemplu, pentru $2p = 4$ traductorul de poziție are 6 sesizoare fixe distribuite pe un unghi la centru de π rad. geom., iar elementul mobil este sub forma a două sectoare circulare, fiecare avînd un unghi la centru de $\pi/2$ rad. (fig.3.5). Cu acest traductor se comandă în permanență simultan 3 ventile.

3.3.3. TIPURI DE COMUTATOARE STATICE

Mașina electrică cu comutație statică — ca ansamblu cuprinde drept element de bază comutatorul static care realizează comutarea înfășurărilor statorice după o lege impusă. Ventilele folosite frecvent sînt: tranzistoare de putere, tiristoare sau tiristoare cu blocare pe poartă (GTO). Tranzistoarele se utilizează în general la mașinile de mică putere, extinzîndu-se în ultimul timp pînă la puteri de ordinul

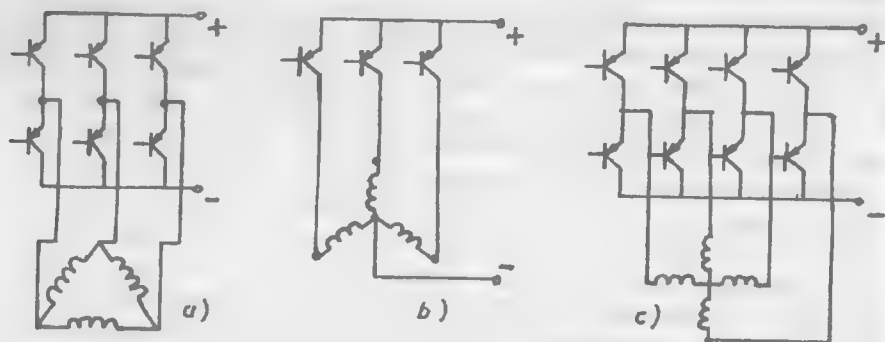


Fig. 3.6.

zecilor de kW. La puteri medii și mari se folosesc ultimele două tipuri de semiconductoare comandate, amintite anterior. Numărul de înfășurări ale mașinii determină alegerea tipului de comutator static folosit, cîteva variante posibile fiind prezentate în fig.3.6. Alegerea tipului de înfășurare și a comutatorului static constituie opțiunea proiectantului, mai ales la mașinile de foarte mică și mică putere; la puteri medii și mari se utilizează scheme în punte, înfășurarea mașinii totdeauna trifazată. [1,14]

3.3.3.1. Comutatorul cu tiristoare

Schema principală a inverterului cu comutație forțată este prezentată în fig. 3.7.a.

Utilizarea tiristoarelor implică și prezența unor circuite de stingere; diversitatea schemelor de inverteare derivînd din folosirea unor variante de dispozitive de stingere. În fig.3.7.a stingerea tiristoarelor principale T_1, \dots, T_6 se realizează prin descărcarea condensatoarelor de stingere C_1, C_2, C_3 peste tiristoarele de stingere t_1, \dots, t_6 .

Fie intervalul $(0, T/6)$ în care sînt aprinse tiristoarele T_1 și T_6 , comandate de impulsurile furnizate de elementele active 1 și 6 ale traductorului de poziție (s-a urmărit schema din fig.3.3). La momentul $T/6$ se impune stingerea tiristorului T_6 și aprinderea tiristorului T_5 . Pentru aceasta se transmite impulsul de deschidere a tiristorului de stingere t_6 ; condensatorul C_3 , încărcat anterior cu polaritatea fixată pe figură se descarcă peste tiristorul T_6 , curentul prin acesta devenind nul, provoacă stingerea sa. Totodată se comandă și aprinderea tiristorului T_5 , încît pe intervalul $(T/6 - 2T/6)$ sînt aprinse T_1 și T_5 . În felul acesta la fiecare interval $T/6$ unul dintre condensatoarele C_1, C_2 sau C_3 realizează stingerea tiristoarelor principale. Succesiunea semnalelor furnizate de traductorul de poziție, precum și cele de comandă a tiristoarelor principale și de stingere este prezentată în fig.3.7.b. Condensatoarele de comutație C_1, C_2, C_3 posedă o schemă de încărcare, care înainte de pornirea motorului și la sarcini reduse ale acestuia realizează încărcarea condensatoarelor cu polaritatea necesară stingerii tiristoarelor deschise (comutație forțată). După atingerea unei turații de peste 20% din cea nominală, mașina, prin caracterul său de mașină sincronă, poate furniza puterea reactivă necesară comutației tiristoarelor, iar inverterul trece în regim de comutație naturală. În vederea limitării pantei curenților de stingere și de amorsare, în serie cu tiristoarele principale se introduc inductanțe de protecție, L_p . De asemenea, tiristoarele de stingere se înseriază cu inductanțe saturabile L_s pentru menținerea la un nivel scăzut a curentului într-un interval mic de timp.

Invertearele se alimentează de la o sursă de curent continuu, de cele mai multe ori un redresor comandat (în punte) alimentat de la rețeaua de c.a. monofazată sau

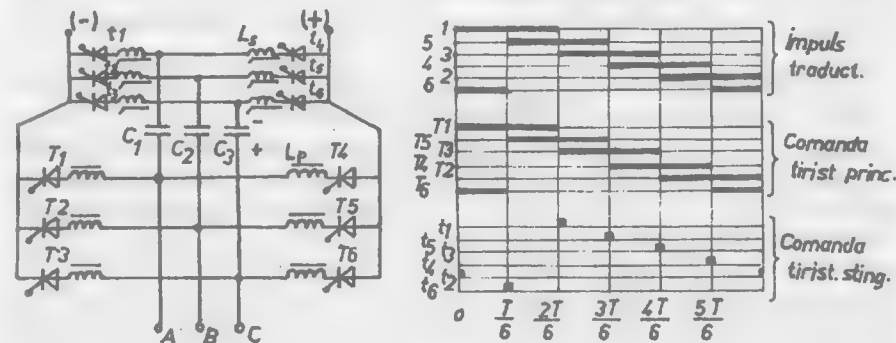


Fig. 3.7.

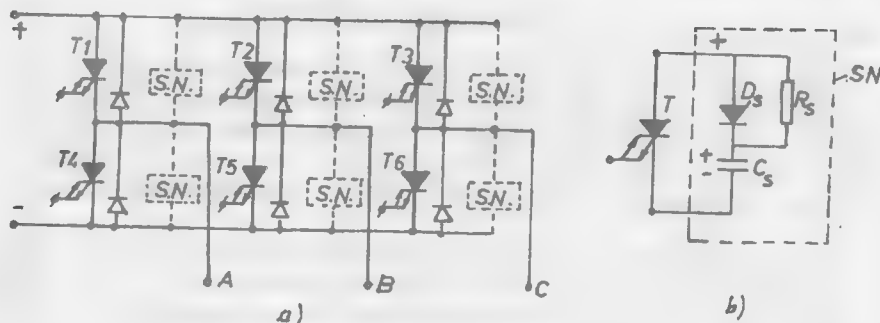


Fig. 3.8.

trifazată. Între redresor și inverter există un circuit intermediar. Dacă circuitul intermediar prezintă o bobină de inductanță mare, tensiunea la ieșirea redresorului fiind variabilă, curentul prin inverter se poate menține aproximativ constant, caz în care acesta se numește inverter de curent sau inverter cu curent imprimat. În aceste scheme nu mai este absolut necesară prezența unor diode inverse de descărcare a energiei reactive (conectate în paralel cu tiristoarele), de asemenea, se pot utiliza tiristoare „lente” (de frecvență mică), iar pentru regimurile de frînare ale mașinii nu se impune prezența unui inverter la intrare. [15,16].

În cazul când între redresor și inverter se utilizează un circuit intermediar cu un condensator de capacitate mare, tensiunea obținută de la redresorul comandat este egală cu cea de la intrarea inverterului, iar inverterul este de tensiune sau cu tensiune imprimată. În acest caz tiristoarele trebuie șuntate cu diode inverse, de descărcare a curentului reactiv. Se utilizează tiristoare rapide, iar pentru regimul de frînare al mașinii este necesară prezența unui inverter cu comutație de la rețea, montat antiparalel cu redresorul de alimentare, în modul acesta energia de frînare se poate recupera.

Tiristoarele convenționale se folosesc în scheme de invertoare la puteri mari și medii, existând în momentul de față plăchete de siliciu (cu diametrul de 77 mm) capabile de a conduce în sens direct curenți de 2000 A și de a bloca tensiuni aplicate de 6500 V. [17]

Dezavantajul schemelor cu tiristoare, care constă în faptul că sînt necesare circuite de stingere, ceea ce înseamnă dublarea în general a numărului de tiristoare folosite, a condus la realizarea tiristoarelor cu blocare pe poartă. Un inverter realizat cu tiristoare cu blocare pe poartă este prezentat în fig.3.8.a. În timpul conducției unui tiristor GTO (comandat pe poartă) în înfășurările mașinii se înmagazinează o energie magnetică $LI^2/2$. După blocarea tiristorului această energie este „descărcată”, prin dioda inversă de recuperare legată în antiparalel. Grupul SN (snubber), în paralel cu tiristorul, compus din dioda D_s , rezistorul R_s și condensatorul C_s (fig. 3.8.b) realizează protecția tiristorului la efectul rampelor rapide ale tensiunii anodice rePLICATE. Scăderea curentului anodic în cursul procesului de blocare este însoțită de o creștere rapidă a tensiunii anodice. Dacă această creștere dV_A/dt

depășește o valoare critică, tiristorul nu mai poate fi blocat, ajungînd uneori și la distrugere electrotermică datorită disipărilor considerabile de putere corespunzătoare variațiilor rapide ale tensiunii și curentului anodic. Capacitatea C_s limitează viteza de creștere a tensiunii anodice rePLICATE în timpul scăderii curentului anodic (la blocarea tiristorului). Grupul $D_s - C_s$ întîrzie, de fapt, creșterea tensiunii anodice. Energia stocată a condensatorului C_s în faza de stingere a tiristorului este disipată în ciclul următor de amorsare a dispozitivului. Valoarea curentului de descărcare a lui C_s prin tiristorul în curs de amorsare este limitată de R_s . Prezența grupului SN prelungește durata efectivă a comutării tiristorului, dictînd frecvența maximă la care lucrează inverterul (aceasta este de ordinul kilohertilor). [17]

3.3.3.2. Comutatorul cu tranzistoare

În schemele invertoarelor folosite la MECS s-a extins în ultima vreme utilizarea tranzistoarelor în diversele lor variante: tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS sau tranzistoare BIMOS. Domeniile de utilizare a diverselor tranzistoare de putere sînt prezentate în fig. 3.9.

În scopul asigurării energiei magnetice acumulate în înfășurările mașinii, aceste dispozitive electronice posedă diode legate în paralel, de recuperare (inverse), care permit realizarea continuității curentului prin înfășurările mașinii. Inverterul trebuie să preia puteri de aproximativ 10 ori mai mari decît puterea nominală a mașinii, iar tensiunile să fie de pînă la 1,5 ori tensiunea nominală a mașinii. [12,17]

Pentru curenți pînă la 600 A și tensiuni mai mici de 1500 V se folosesc tranzistoare bipolare (fig. 3.10), dar frecvența este limitată la 2-3 kHz.

La puteri mai mici se utilizează ca element de comutație tranzistorul MOSFET, la care plaja de frecvențe crește (pînă la 20 kHz), fig. 3.11. Limita de putere la care se folosește este 2-3 kW. O dată cu creșterea tensiunii de catalog, crește mult și căderea de tensiune în conducție, de aceea performanțele sînt bune la tensiuni reduse. Această însușire a condus la realizarea unui dispozitiv semiconductor hibrid între tranzistorul bipolar și tranzistorul MOS. Montajul cuprinde un tranzistor MOS de joasă tensiune și curent mare, pînă la 160 A, și un tranzistor bipolar care suportă tensiunea ridicată a sursei.

În fig. 3.12 se prezintă un dispozitiv (din cele 6 ale inverterului prezentat în fig. 3.10) care cuprinde o înseriere între tranzistorul bipolar, TB1 și tranzistorul MOS, TM1. În situația cînd se comandă tranzistorul MOS, acesta intrînd în conducție, curentul sursei U_{b1} are cale de închidere, deci

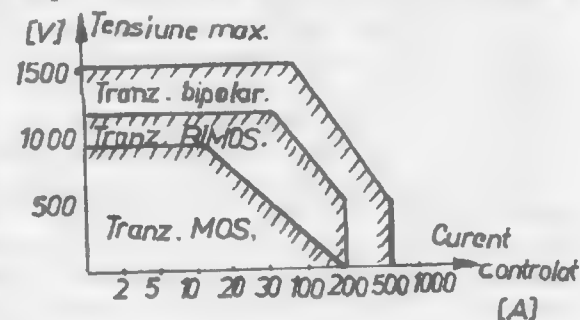


Fig. 3.9.

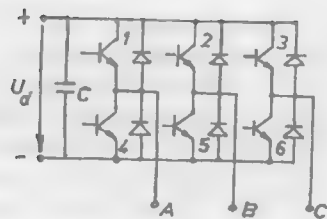


Fig. 3.10.

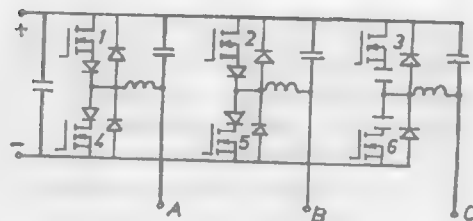


Fig. 3.11.

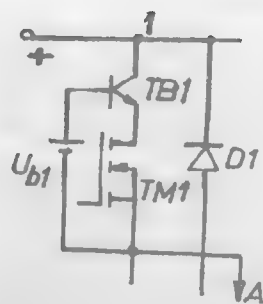


Fig. 3.12.

intră în conducție și $TB1$. Dacă $TM1$ este blocat, se întrerupe curentul de emitor al lui $TB1$, deci dispozitivul este blocat, tensiunea sursei aplicându-se aproape în exclusivitate tranzistorului $TB1$, în timp ce asupra tranzistorului $TM1$ se aplică o tensiune aproximativ egală cu U_{b1} , de valoare mică.

La comutații rapide când dV_A/dt sînt mari, datorită capacităților și inductanțelor parazite, apar solicitări suplimentare ale dispozitivelor care limitează esențial puterea maximă la care pot fi folosite acestea. Se poate aprecia că un dispozitiv de comutație vehiculează o putere maximă egală cu a zecea parte din valoarea puterii obținută pe baza datelor de catalog ca produs $V_{ce}I_c$ (V_{ce} — tensiunea colector-emitor, I_c — curentul de colector). Performanțele se pot îmbunătăți, dacă se utilizează rețele speciale de comutație (tip snubber), care transferă rețelei o parte din

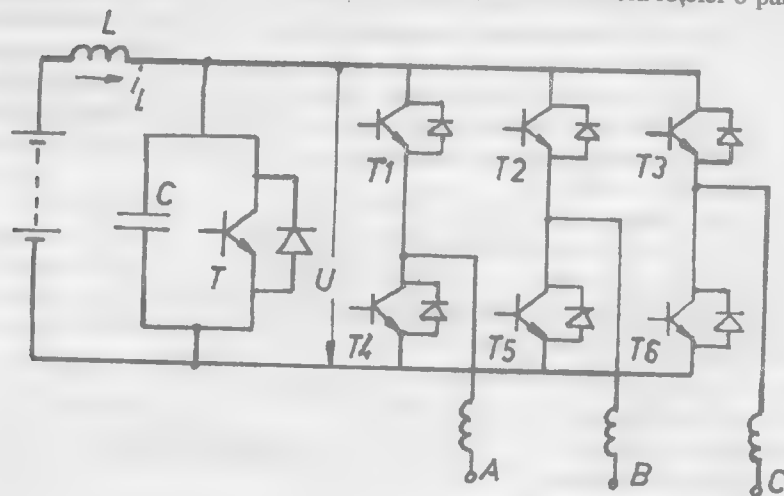


Fig. 3.13.

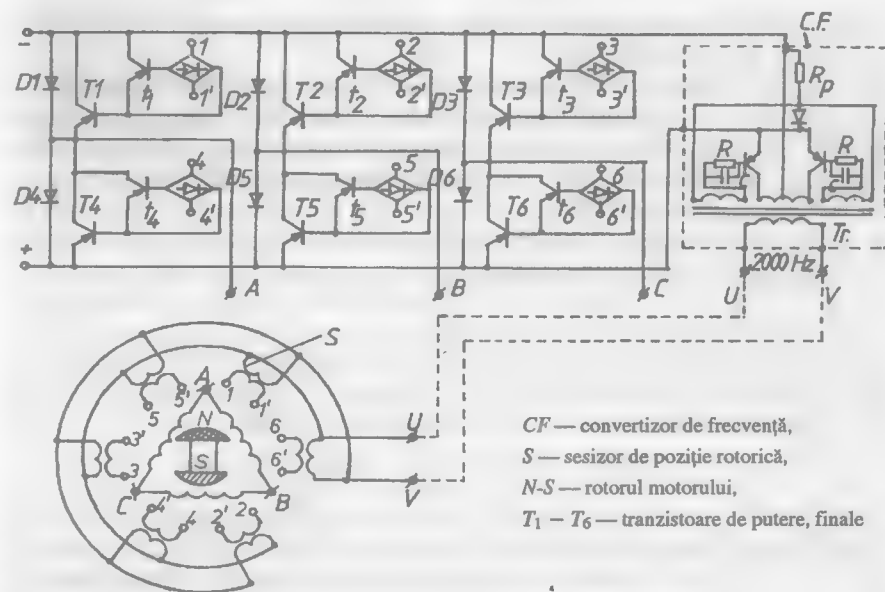


Fig. 3.14.

CF — convertizor de frecvență,
S — sesizor de poziție rotorică,
N-S — rotorul motorului,
 $T_1 - T_6$ — tranzistoare de putere, finale

pierderile tranzistorului, sau dacă se realizează comutarea tranzistoarelor numai în momentul trecerii prin zero a tensiunii de alimentare — inverter cu rezonanță. În această a doua soluție se urmărește ca tensiunea de alimentare a inverterului să treacă prin zero cu o frecvență cât mai ridicată, momente când dispozitivele semiconductoră pot comuta natural, pierderile fiind practic nule. Rezonanța se poate obține, plecînd de la un inverter obișnuit, prin înserierea unei bobine pe circuitul de alimentare al inverterului, fig. 3.13. Atunci cînd tranzistorul T conduce, i_L crește exponențial, în cîmpul bobinei se înmagazinează energia magnetică $Li^2/2$. Dacă T se blochează, conducția este preluată de C care se va încălca exponențial pornind de la o tensiune aproape nulă. Cînd curentul prin bobină devine nul, tensiunea pe condensator atinge valoarea maximă, după care descrește, revenind la zero, moment în care tranzistorul este comandat din nou, comutația avînd loc în condiții de pierderi nule. Întrucît T este în paralel cu grupurile de tranzistoare $T_1 - T_4$, $T_2 - T_5$, $T_3 - T_6$, rezultă că funcțiile acestuia sînt preluate de către oricare din aceste perechi, atunci cînd au loc deschideri sau închideri simultane ale tranzistoarelor care fac parte din perechea respectivă. Un randament energetic mai bun se obține dacă se modifică suplimentar atît partea de alimentare cît și partea de inverter; de exemplu, dacă sursa de alimentare utilizează în locul diodelor redresoare tranzistoare bipolare care se aprind și se sting la trecerea prin zero a tensiunilor de alimentare obținute de la un sistem trifazat simetric (alimentarea de la rețeaua trifazată prin înserierea unor bobine pe fiecare fază).

Un exemplu de mașină trifazată cu inverter cu tranzistoare este prezentat în fig. 3.14.

Această schemă se utilizează la o mașină avînd datele nominale: $P_N = 24W$, $U_N = 24V$, $n_0 = 3000$ rot/min. [1]

Traductoarele inductive de poziție (sesizoare) au primarele alimentate de la sursa de c.a. — un convertizor de frecvență de 2000 Hz. Poziția rotorului este sesizată prin tensiunea indusă în secundarele sesizoarelor, care prin intermediul punților redresoare din circuitul bazei comandă simultan intrarea în saturație a două tranzistoare, de exemplu T_1 și T_6 .

Înfășurarea statorică a motorului este conectată în triunghi $A-B-C$, fiind alimentată succesiv funcție de poziția rotorului.

Diodele $D_1 - D_6$, „diode inverse“, redau rețelei de c.c. energia înmagazinată în înfășurările mașinii în situația comutării.

O schemă electrică mai completă a acestei mașini cuprinde circuite electronice care realizează inversarea sensului de rotație, menținerea riguroasă a unei viteze impuse sau reglarea acesteia după o anumită lege prestabilită.

3.3.4. TRADUCTOARE DE POZIȚIE PENTRU MECS

Traductoarele de poziție au rolul de a evalua poziția relativă dintre stator și rotor și a furniza semnale de comandă care, ulterior, după amplificare, să comande starea de conducție a ventilelor din schema de forță a mașinii. Traductoarele de poziție trebuie să îndeplinească următoarele cerințe: raportul dintre valorile maxime și minime ale semnalelor furnizate să fie cît mai mare, consumul propriu de energie să fie cît mai redus, dimensiuni cît mai mici, robustețe ridicată în medii corozive și la temperaturi ridicate, funcționare sigură în condiții de vibrații, etc.

Fototraductoarele utilizează elemente sensibile la lumină ca fotodiodele, fototranzistoarele sau fotorezistențele. În principiu, aceste traductoare posedă o sursă de lumină (fascicul) care este un bec cu incandescență cu focalizator fix, iar în fața fasciculului se plasează un disc rotitor, solidar cu rotorul, care prezintă fante avînd unghiul de deschidere funcție de numărul de perechi de poli ai mașinii. Pe partea cealaltă a discului se plasează dispozitivul semiconductor sensibil la lumină. Semnalul obținut, amplificat, se aplică ventilului corespunzător din schema de alimentare a mașinii. Utilizarea acestor traductoare este limitată datorită erorilor de temperatură care pot apărea în timpul funcționării, precum și complicațiilor constructive a ansamblului sursă de lumină — disc cu fante — fotoelement.

Traductoarele galvanomagnetice utilizează elemente magneto-rezistive, magnetodiode sau generatoare Hall. Sînt caracterizate, în general, prin valori mici ale semnalului de ieșire, fiind necesare circuite de prelucrare a semnalelor, de cele mai multe ori complicate și cu preț de cost ridicat. Există o variantă la care se utilizează semiconductori magnetici a căror rezistență electrică depinde de cîmpul magnetic. Prin fața acestor semiconductori fiși, conectați într-o schemă de comandă a bazei unui tranzistor, trec inelele magnetice solidare cu rotorul (de asemenea, cu magnet permanent), care influențează starea de magnetizare a semiconductoarelor în funcție de poziția rotorului; prin urmare, comandă tranzistoarele din schema de alimentare a motorului. Altă variantă utilizează magnetodiodele care au proprietatea că atunci cînd se află într-un cîmp magnetic puternic curentul lor scade la minim, iar în cîmp magnetic slab curentul crește.

Dispozitivele sus-menționate prezintă șanse de extindere în viitor în construcția MECS.

Cea mai mare răspîndire în practică, din categoria acestor tipuri de traductoare, o are traductorul Hall. Aceste traductoare se plasează pe stator în poziții cît mai apropiate de elementul mobil magnetizat, solidar cu rotorul. Generatorul Hall produce un semnal electric dependent de inducția magnetică pe direcția transversală în raport cu poziția electrozilor. Aceste semnale, amplificate, comandă elementele invertorului. Fixarea traductoarelor Hall, executarea legăturilor electrice și compensarea erorilor de temperatură sînt probleme care se rezolvă cu unele dificultăți în practică.

Traductoare piezoelectrice sînt traductoare noi care se speră să prolifereze în viitor. Elementul sensibil este un piezotranzistor, adică un tranzistor la care curentul de colector se modifică prin aplicarea unei forțe asupra bazei. Dacă se rotește rotorul, sub forma unui magnet permanent, prin fața unui magnet statoric, aflat în contact mecanic cu baza piezotranzistorului, atunci de fiecare dată cînd polul nord rotoric se află în fața magnetului statoric, presupus cu polul nord orientat spre rotor, forța de respingere care apare între magneti comandă curentul prin piezotranzistor. Este posibilă comanda prin contact mecanic; astfel, dacă rotorul este cu poli aparenti, proeminențele sale pot acționa asupra unei sonde, reținută de un resort, încît forța asupra sondei este transmisă bazei piezotranzistorului. [11]

Traductoarele parametrice inductive se caracterizează prin simplitate constructivă și siguranță în funcționare. Dintre acestea mai răspîndite sînt cele de tip transformatoric. Sînt adaptabile la condițiile de funcționare a motoarelor privitoare la temperatură și mediu. Una din variante o constituie traductorul cu transformator cu indus mobil. Miezul statoric sub forma literei E posedă pe coloana centrală o înfășurare alimentată de la o sursă de c.a. Pe cele două coloane laterale se află două înfășurări identice secundare legate în opoziție, de la care se culege semnalul. Miezul în formă de I, care închide circuitul magnetic, are o zonă nefermă magnetică; această armătură este solidară cu rotorul. Variația reluctanței magnetice, atunci cînd rotorul se rotește împreună cu armătura, conduce la apariția unei tensiuni rezultante induse, secundare de valoare efectivă dependentă de poziția rotorului, care comandă elementele invertorului.

În ultimul timp se impune tot mai frecvent condiția alimentării MECS cu curenți sinusoidali (nu dreptunghiulari). În aceste condiții se utilizează ca traductoare de poziție rezolversele, denumire sub care sînt cunoscute transformatoarele rotative (cap.8). Acestea sînt micromașini cu o înfășurare pe rotor alimentată în c.a. și două înfășurări pe stator așezate în cuadratură. Rotorul, fiind solidar cu rotorul MECS, poziția se va traduce prin mărimea semnalelor induse în cele două înfășurări statorice. Tensiunile induse în înfășurările statorice au valori efective proporționale cu sinusul unghiului de poziție, respectiv cosinusul acestui unghi luat în raport cu o referință. Legătura la rotor se face prin intermediul sistemelor perii-inele sau fără contacte alunecătoare, folosind sistemul transformator cu miez rotitor. Este indicată alimentarea rotorului la frecvență ridicată pentru a se reduce cît mai mult eroarea introdusă de viteză.

3.4. ECUAȚIILE ȘI CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ALE MECS

3.4.1. EXPRESIA SIMPLIFICATĂ A CUPLULUI

O mașină cu comutație statică prezintă pe rotor o înfășurare alimentată în curent continuu, iar pe stator m înfășurări care sînt alimentate, după o lege impusă de poziția și viteza rotorului, printr-un comutator electronic. Se poate considera că la o anumită situație dată o fază a înfășurării statorice este alimentată prin comutator cu un curent constant, deci mașina prezintă pe stator o înfășurare parcursă de curentul i_D (fig. 3.15.a), iar pe rotor se găsește tot o singură înfășurare parcursă de curentul i_α . Pentru a deduce valoarea cuplului se va folosi expresia (2.97), valabilă la mașina primitivă $DQ - \alpha\beta$, la care curenții i_Q și i_β sînt nuli (lipsesc fazele Q -stator și β rotor), adică:

$$m_{eo} = -M \sin \theta i_D i_\alpha \quad (3.6)$$

unde M este inductanța maximă dintre cele două faze, statorică și rotorică.

În cazul mașinii reale totdeauna unghiul dintre cele două înfășurări este negativ, adică înfășurarea rotorică rămîne permanent în urmă față de înfășurarea statorică alimentată, luînd ca sens de referință sensul de rotație al rotorului (fig. 3.15.b). Dacă se ține seama de numărul de perechi de poli ai mașinii, viteza de rotație a rotorului (viteza geometrică) este

$$\Omega = d\theta_g / dt = \frac{d}{dt}(\theta/p) = \frac{1}{p} d\theta/dt, \quad \theta_g = \Omega \cdot t \quad (3.7)$$

S-a ținut seama de faptul că unghiul electric θ este de p ori mai mare decît cel geometric θ_g . Practic unghiul geometric θ_g este unghiul de decalare a traductorului, adică unghiul de comandă a inverterului în raport cu poziția axei înfășurării rotorice.

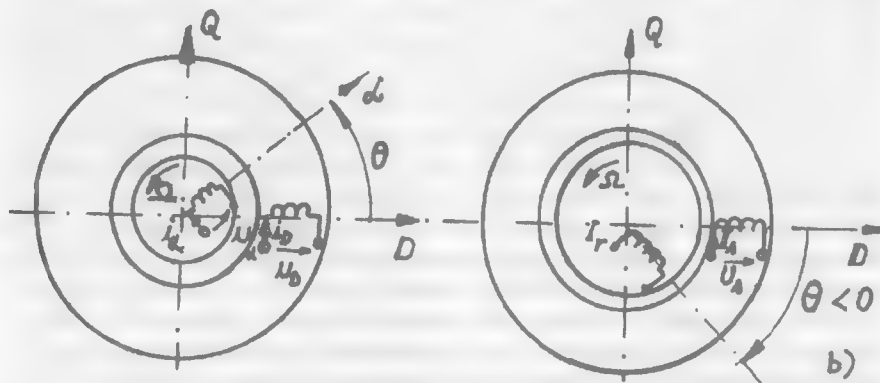


Fig. 3.15.

Înfășurarea rotorică, parcursă de curentul $i_\alpha = I_r$ va crea un flux rotor Φ_e proporțional cu I_r , $\Phi_e = c_1 I_r$. Înfășurarea statorică este alimentată cu un curent continuu $i_D = I_s$.

Expresia (3.6) a cuplului instantaneu este aproximativ egală cu valoarea medie a cuplului mașinii, dacă numărul de faze statorice ale mașinii este destul de mare, iar comutarea acestor faze la sursa de c.c. se face fără întârzieri ale curenților (la conectare și deconectare) și se păstrează permanent unghiul $\theta < 0$ (constant) între faza statorică alimentată și înfășurarea rotorică. Se va deduce expresia cuplului mediu în aceste condiții ideale, în plus se va considera cazul mașinii cu poli înecați, la care nu intervine și cuplul de reluctanță.

Pentru a obține valoarea curentului I_s , în condițiile cînd se cunoaște tensiunea $u_s = U_s$, aplicată fazei statorului, se pornește de la ecuația statorului:

$$U_s = R_s I_s + d\Psi_s / dt \quad (3.8)$$

unde Ψ_s este fluxul total statoric:

$$\Psi_s = L_s I_s + M_{sr} I_r, \quad M_{sr} = M \cos \theta \quad (3.9)$$

unde L_s este inductanța proprie a fazei statorice, iar M_{sr} — inductanța mutuală stator-rotor.

Se ține seama că singura variabilă în raport cu timpul, din (3.9), este M_{sr} și rezultă

$$\frac{dM_{sr}}{dt} = \frac{dM_{sr}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = -M \sin \theta p \Omega = p \Omega M \sin \beta, \quad \beta = |\theta| \quad (3.10)$$

S-a introdus unghiul β ca unghi de decalare în timp a semnalelor furnizate de traductorul de poziție elementelor semiconductoare ale inverterului, totdeauna acest unghi arată avansul comenzii, deci este pozitiv în timp ce θ este negativ în expresia (3.6). Introducînd (3.10) în (3.8), se obține:

$$U_s = R_s I_s + p \Omega M \sin \beta \cdot I_r = R_s I_s + k_e n \Phi_e \sin \beta, \quad (3.11)$$

unde s-au utilizat proporționalitățile $\Omega = c \cdot n$ și $I_r = c'_1 \cdot \Phi_e$, n fiind viteza de rotație în rot/min.

Se deduce curentul statoric

$$I_s = \frac{U_s}{R_s} - \frac{k_e \Phi_e n \sin \beta}{R_s}, \quad (3.12)$$

care se introduce în rel. (3.6), unde $i_D = I_s$, $i_\alpha = I_r$, iar

$$M I_r = k_m \Phi_e \quad (3.13)$$

și rezultă cuplul mediu

$$M_{eo} = m_{eo} = k_m \Phi_e \sin \beta \frac{U_s - k_e n \Phi_e \sin \beta}{R_s} \quad (3.14)$$

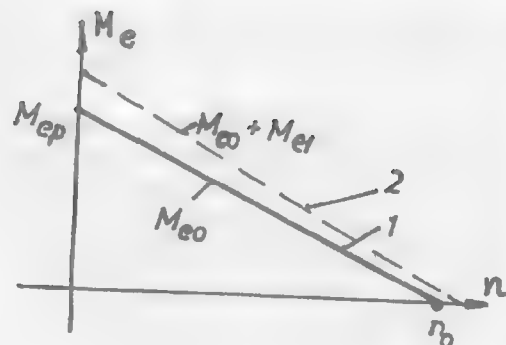


Fig. 3.16.

Expresia (3.14) a cuplului MECS ideale, cu număr mare (tinzând la infinit) de faze statorice și la care unghiul de comandă al traductorului este considerat constant, nu ține seama de cuplul de reluctanță care este proporțional cu pătratul curentului statoric și care este pozitiv pentru unghiuri β uzuale.

Cu expresia (3.14) se poate trasa caracteristica mecanică a MECS, fig. 3.16. Dreapta 1 (a cuplului mașinii cu poli înecați)

arată că la creșterea vitezei scade cuplul. Valoarea cuplului de pornire (pentru $n = 0$) este M_{ep} , iar viteza de mers în gol (pentru $M_{e0} = 0$) este n_0 . Dreapta 2 reprezintă caracteristica mecanică pentru o mașină cu poli aparenti, fiind situată deasupra dreptei 1.

3.4.2. REGLAJUL VITEZEI MECS

Se consideră caracteristica mecanică a MECS (3.14), din care se deduc expresiile acestor caracteristici în mărimi relative, prin raportarea cuplurilor, vitezelor, tensiunilor, fluxurilor rotorice, etc. la anumite mărimi de referință. Din această expresie se observă existența a trei posibilități de reglare a vitezei: prin tensiunea statorică U_s , prin fluxul rotor Φ_e , prin modificarea poziției traductorului $\sin \beta$.

3.4.2.1. Reglajul vitezei prin variația tensiunii statorice

Se introduc: coeficientul de semnal în tensiune,

$$\lambda_u = U_s / U_{sN}, \quad (3.15)$$

unde U_{sN} este tensiunea statorică nominală; cuplul mediu relativ,

$$m_e = M_{e0} / M_{epN}, \quad (3.16)$$

unde M_{epN} este cuplul nominal de pornire (la $n = 0$); viteza relativă,

$$v = n / n_{oN}, \quad (3.17)$$

unde n_{oN} este viteza nominală de mers în gol (la $M_{e0} = 0$ și $U_s = U_{sN}$).

Cuplul nominal de pornire se obține pentru $U_s = U_{sN}$ și $n = 0$ din relația (3.14). Rezultă

$$M_{epN} = \frac{U_{sN}}{R_s} k_m \Phi_e \sin \beta. \quad (3.18)$$

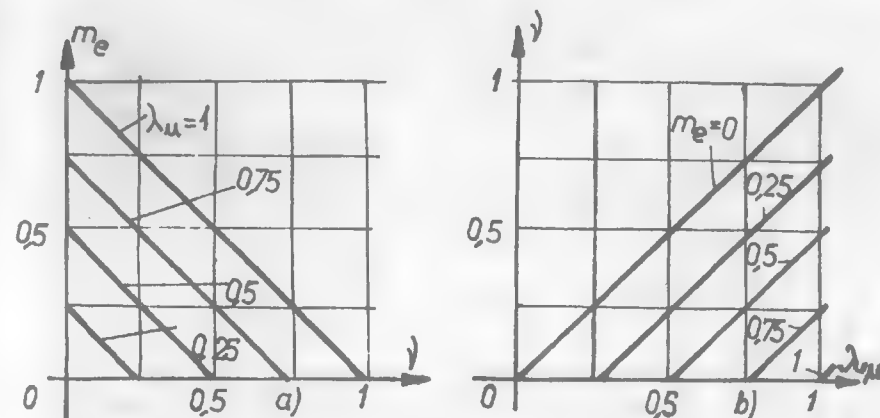


Fig. 3.17.

Viteza nominală de mers în gol este obținută pentru $M_{e0} = 0$, $U_s = U_{sN}$, adică

$$n_{oN} = \frac{U_{sN}}{k_e \cdot \Phi_e \sin \beta}. \quad (3.19)$$

Împărțind expresia (3.14) prin M_{epN} , dat de (3.18), unde se introduc (3.15) — (3.19), se obține caracteristica mecanică în valori relative:

$$m_e = \lambda_u - v \quad (3.20)$$

În fig. 3.17.a se prezintă caracteristicile mecanice $m_e = f(v)$ pentru diverși $\lambda_u = \text{ct.}$ Această familie de drepte paralele arată că MECS prezintă proprietăți remarcabile de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii (comanda redresorului de alimentare a mașinii).

Pe baza ecuației (3.20) se trasează și caracteristicile de comandă $v = f(\lambda_u)$ pentru $m_e = \text{ct.}$, adică $v = \lambda_u - m_e$, fig. 3.17.b. Și în acest caz se obține o familie de drepte paralele, similare cu cele de la mașinile de c.c. (cap.5).

3.4.2.2. Reglajul vitezei prin modificarea fluxului rotor

Se introduce coeficientul de semnal în flux,

$$\lambda_\Phi = \Phi_e / \Phi_{eN}, \quad (3.21)$$

iar din expresia (3.14), unde $U_s = U_{sN}$ și

$$M_{epN} = \frac{U_{sN}}{R_s} k_m \cdot \Phi_{eN} \sin \beta, \quad n_{oN} = \frac{U_{sN}}{k_e \cdot \Phi_{eN} \sin \beta}, \quad (3.22)$$

rezultă:

$$m_e = \lambda_\Phi - \lambda_\Phi^2 v \text{ și } v = \frac{1}{\lambda_\Phi} - \frac{1}{\lambda_\Phi^2} \cdot m_e \quad (3.23)$$

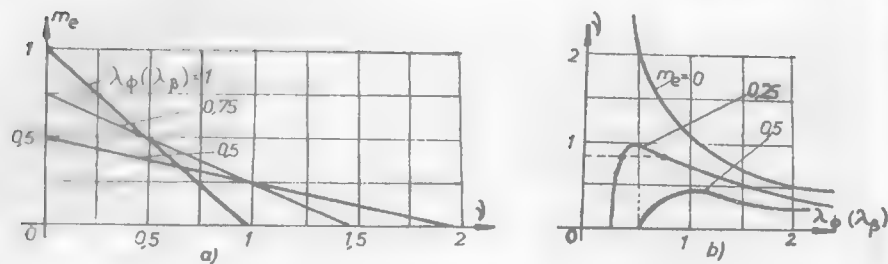


Fig. 3.18.

Caracteristicile mecanice $m_e = f(\nu)$ la $\lambda = \text{ct.}$ sînt date în fig. 3.18.a.

Se constată că se obține o familie de drepte de pante diferite. Caracteristicile $\nu = f(m_e)$ sînt cu atît mai căzătoare, cu cît fluxul este mai mic. Această comportare a mașinii nu este convenabilă în sistemele automate. Caracteristicile de comandă $\nu = f(\lambda_\phi)$ sînt prezentate, pentru diverse cupluri constante m_e , în fig. 3.18.b. Pentru $m_e \neq 0$ aceste caracteristici nu sînt univoce, fapt care constituie un dezavantaj esențial la acționările obișnuite în practică.

3.4.2.3 Reglajul vitezei prin modificarea unghiului traductorului

Se constată că în expresia (3.14) a cuplului, mărimea $\sin\beta$ ocupă același loc ca și fluxul Φ_e . Considerînd drept coeficient de semnal al decalării traductorului de poziție rotorică

$$\lambda_\beta = \sin\beta / \sin\beta_N \quad (\sin\beta_N = 1), \quad (3.24)$$

se obțin caracteristici mecanice și de comandă în λ_β similare cu cele date de relațiile (3.23). Pe baza lor se trasează dependențele $m_e = f(\lambda_\beta)$ la $\lambda_\beta = \text{ct.}$, respectiv $\nu = f(\lambda_\beta)$ la $m_e = \text{ct.}$ Acestea sînt prezentate în fig. 3.18, unde λ_ϕ este înlocuit cu λ_β .

Concluziile sînt cele prezentate în cazul reglajului prin flux rotoric.

Avînd în vedere cele de mai sus, care s-au referit totuși la o MECS ideală, se poate trage concluzia că mașinile cu comutație electronică posedă calități deosebite de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii aplicate statorului, a fluxului rotoric și a poziției traductorului rotoric, îmbinînd în mod avantajos calitățile mașinii de curent continuu cu cele ale mașinii sincrone.

3.5. EXEMPLE DE MAȘINI ELECTRICE CU COMUTAȚIE STATICĂ

3.5.1. MECS DE MICĂ PUTERE

În fig. 3.19 este prezentată o mașină „electronică” utilizată la puteri mici, de ordinul wattilor și turații ridicate, peste 4000 rot/min. Elementele reprezentate au semnificațiile:

A, B, C, D — înfășurări statorice plasate în întrefierul mașinii,
 R — rotor (cu magneti permanenți),
 $TH1, TH2$ — traductoare de poziție tip Hall,
 $Tr.n.$ — traductor de viteză rotorică cu diode,
 DI — distribuitor de impulsuri,
 CS — comutator static,
 Rn — regulator de turație,
 RF — regulator final (cuprinzînd de fapt un regulator de curent),
 n^* — viteză prescrisă.

Aceste motoare se folosesc la unele acționări pretențioase, ca de exemplu la perifericele calculatoarelor și în tehnica înregistrării și redării sunetelor. Rotorul posedă un magnet permanent, iar statorul cuprinde patru bobine plasate în întrefier, faptul acesta creează unele avantaje tehnologice și totodată la frecvențe mari de alimentare pierderile în fier nu sînt semnificative. De asemenea, cuplurile datorate creșterii miezului nu mai apar, iar reactanțele de comutație sînt mici, ceea ce simplifică partea de comandă a motorului. Înfășurările statorice A, B, C, D sînt alimentate succesiv de la comutatorul static, CS , care primește impulsuri de comandă de la traductoarele de poziție $TH1, TH2$ (generatoare Hall). Turația mașinii este sesizată de $Tr.n.$, care evaluează cu ajutorul diodelor tensiunea indusă, de rotație, în fazele statorice. Varierea vitezei se face cu regulatorul Rn , iar controlul curentului este asigurat de RF . Pentru puteri mai mari este necesară compensarea efectelor temperaturii asupra generatoarelor Hall, de aceea este indicată o schemă de sesizare a fazei tensiunii induse de generatoare, nu amplitudinea lor, care este influențată de temperatură. [11.18]

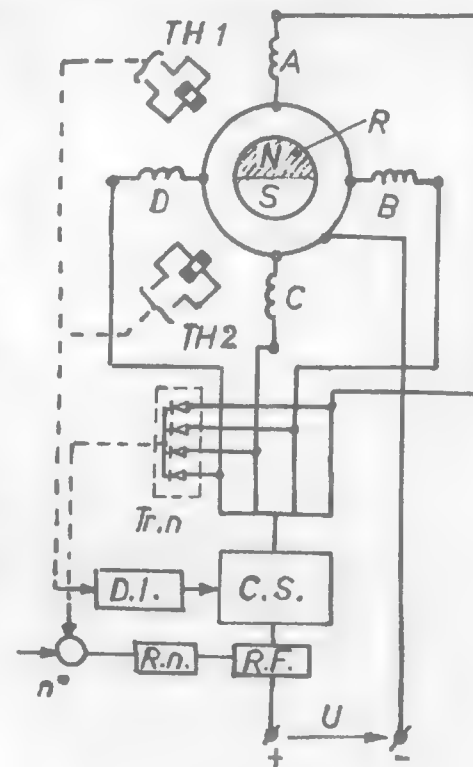


Fig. 3.19.

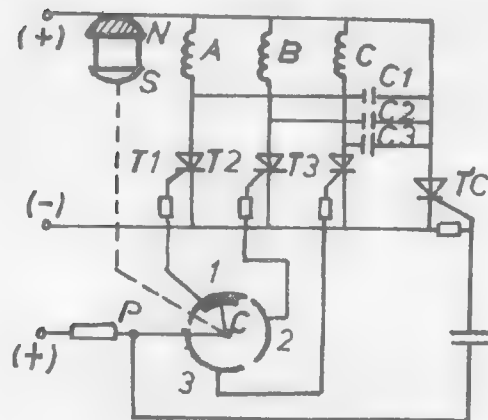


Fig. 3.20.

2, 3 (care ocupă câte o treime de cerc). Când C se află în contact cu sectorul 1, este comandată aprinderea tiristorului T_1 ; faza A fiind alimentată, asupra rotorului se manifestă un cuplu de rotire, încât C ajunge în contact cu sectorul 2. Se comandă astfel tiristorul T_2 , faza B este alimentată, motorul continuând rotirea. Dar, în același timp, tensiunea în punctul P înregistrează o descreștere sesizată la tiristorul de comutație TC , care, prin condensatorul C_1 , întrerupe curentul prin T_1 (ducând la stingerea sa). În continuare, succesiunea de impulsuri furnizate de contactul C duce la alimentarea rînd pe rînd a înfășurărilor motorului, stingerea tiristoarelor T_1 , T_2 , T_3 fiind realizată de către condensatoarele C_1 , C_2 , C_3 . Acest motor se aseamănă cu micromotoarele de curent continuu cu excitație statorică prin magneti permanenți, cu rotorul avînd trei creștături, deci — trei înfășurări, capetele acestora fiind legate la un colector cu trei lamele pe care calcă două perii [11]. Motorul din fig. 3.20 prezintă dezavantajul prezenței contactelor alunecătoare, dar acestea nu sînt contacte de forță, cum sînt cele perie-colector de la micromotorul cu 3 lamele, ci sînt contacte parcurse de curenți de comandă. Acest dezavantaj se elimină prin folosirea altor tipuri de traductoare: inductive, magnetorezistive, fototraductoare, etc.

3.5.2 MECS DE MEDIE PUTERE

a) În fig. 3.21 este prezentată o mașină de reluctanță de medie putere, la care se elimină contactele alunecătoare necesare alimentării rotorului în c.c. Pentru excitație se utilizează o bobină de excitație statorică, IE , concentrată în jurul polilor aparenți statorici.

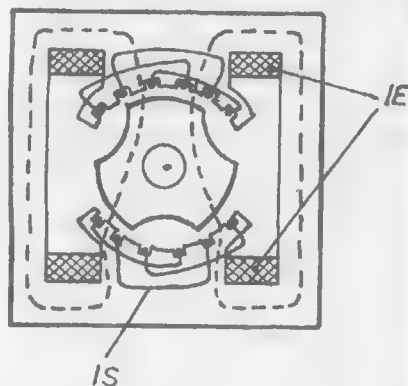


Fig. 3.21.

Mașinile electronice realizate după schema principală din fig. 3.19 au următoarele caracteristici:
— tensiuni nominale 12 V — 24 V; turație 6000 rot/min.; cuplu nominal 0,2 — 20 Ncm; curenți 0,3 — 2,8 A; randament 0,3 — 0,75; masă 0,07 — 1,5 kg; puteri nominale 1,25 — 125 W.

În fig. 3.20 se prezintă o altă variantă de MECS de mică putere care posedă trei înfășurări statorice A , B , C și un rotor cu magnet permanent. Acest motor pornește din orice poziție a rotorului. Rotorul prezintă un contact mobil C care glisează pe sectoarele circulare 1,

Rotorul este sub forma a trei poli, fiind construit din tole de ferosiliciu. În-fășurarea statorică, IS , trifazată, este plasată în creștăturile deschise ale polilor statorici. Datorită configurației rotorului, atunci cînd acesta se rotește, inducția B în întrefier într-un punct oarecare variază între o valoare maximă — B_{max} și una minimă — B_{min} , aceasta datorită modificării reluctanței (mărimii întrefierului), fig. 3.22. Pasul înfășurării statorice, trifazate, τ , se ia egal cu lățimea unui pol rotoric (jumătate din pasul dentar, dintre axele a doi poli).

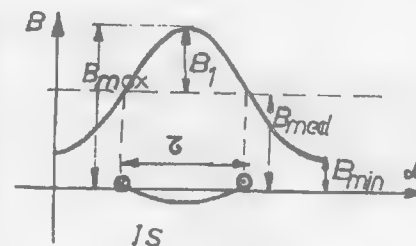


Fig. 3.22.

Se poate considera că mașina prezintă o excitație în curent continuu (cu inducția B_{med}) peste care se suprapune o excitație în curent alternativ (de amplitudine B_1). Comutarea fazelor IS se face astfel încît rotirea rotorului să se facă în același sens, la fiecare comutare a unei faze la sursă să se realizeze orientarea rotorului pe direcția convenabilă, ca la orice mașină sincronă, de data aceasta nefiind alimentat rotorul în c.c.

Schema electrică de alimentare și de comandă a mașinii prezentate mai sus este dată în fig. 3.23.

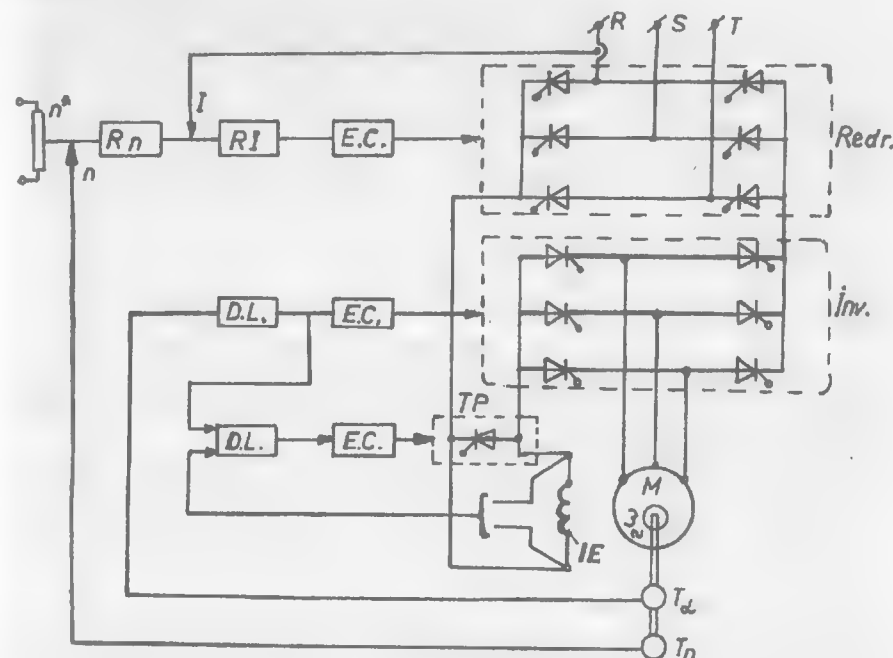


Fig. 3.23.

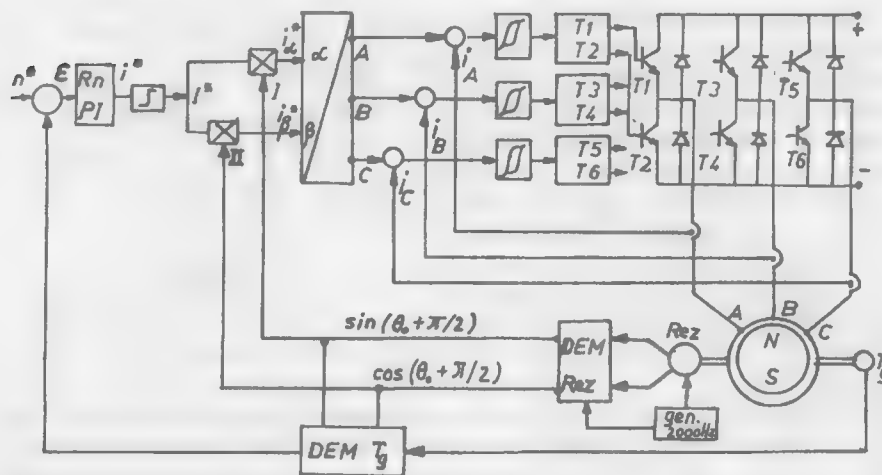


Fig. 3.24.

Schema de forță cuprinde un redresor și un invertor, ambele având posibilități de comandă. Înfășurarea de excitație IE este înseriată pe circuitul de alimentare. Traductorul de viteză T_n sesizează viteza rotorului, pe care o compară cu o valoare de referință și o trimite regulatorului de viteză R_n . Un traductor de curent furnizează un semnal de intrare la regulatorul de curent RI . În funcție de viteză și de curent, elementul de comandă EC va comanda redresorul din schema de forță. Traductorul de poziție T_α furnizează semnale dependente de poziția rotorului, care prin intermediul unui dispozitiv logic DL și al unui EC va comanda invertorul. Schema mai cuprinde și un tiristor TP conectat în paralel cu înfășurarea de excitație IE , care constituie elementul de bază în situația pornirii. Procesul de pornire decurge astfel: —se comandă tiristoarele redresorului la un unghi de 90° , încât în circuitul intermediar, deci la bornele IE , se obține o tensiune alternativă —se anulează curentul unui tiristor din schemă prin aprinderea tiristorului TP , conectat în paralel cu IE , tensiunea pe înfășurarea de excitație devine nulă, iar tensiunea pe faza mașinii, alimentată în această situație, are o componentă negativă care participă la stingerea tiristorului principal, — componenta pozitivă a tensiunii intermediare conduce la deschiderea tiristorului corespunzător al invertorului.

Pentru turații mai mari de 10% din turația nominală comutația tiristoarelor se face natural, pe baza puterii reactive a mașinii.

Înfășurarea de excitație IE joacă și rolul de bobină de netezire în circuitul intermediar. Aceste mașini, întâlnite și sub denumirea de simotron, se utilizează pînă la puteri de ordinul a 200 kW.

b) În cazul motoarelor sincrone excitate cu magneți permanenți utilizate în aplicații de mare performanță, cu gamă de reglaj al vitezei 1:10.000, este necesară, în una din variante, o schemă de alimentare care permite generarea pe cale analogică a curenților sinusoidali în înfășurări. [12]

O acționare de medie putere a unui motor cu magneți permanenți este prezentată în fig. 3.24.

Invertorul este realizat cu tranzistoare bipolare sau *MOSFET*, traductorul de poziție este de tip resolver — Rez și este alimentat de la un generator de frecvență mare — 2000 Hz, traductorul de viteză este de tip sincron cu magneți permanenți și furnizează o tensiune rezultantă fără ondulații, proporțională cu viteza mașinii.

La motoarele excitate cu magneți permanenți, la care fluxul de excitație este constant, cuplul este proporțional cu curentul prin înfășurările statorice. Pentru un curent impus, cuplul nu depinde de viteză, deci pentru reglarea vitezei trebuie să se țină seama de echilibrul dinamic al sistemului de acționare. De aceea se impune folosirea unui traductor de viteză, iar prin regulatorul de viteză se impune de fapt valoarea de referință a curentului statoric al mașinii.

Poziția rotorului este sesizată cu ajutorul regulatorului, ale cărui ieșiri se aplică la un demodulator DEM_{Rez} , care furnizează semnale proporționale cu sinusul, respectiv cosinusul unghiului de poziție. Aceste semnale se transmit, pe de o parte, demodulatorului tahogeneratorului DEM_{Tg} care furnizează un semnal proporțional cu viteza, iar pe de altă parte, multiplicatoarelor I și II . Semnalul proporțional cu viteza este comparat cu viteza prescrisă, iar eroarea se aplică regulatorului de viteză R_n , de tip PI , la a cărui ieșire se obține astfel curentul impus care se aplică unui element limitator. Curentul impus I^* este multiplicat cu componentele proporționale cu sinusul respectiv cosinusul unghiului de poziție a rotorului, obținându-se astfel componentele I_α^* , I_β^* . Transformarea sistemului bifazat de curenți impuși, în sistemul trifazat I_α^* , I_β^* , I_γ^* , se realizează cu ajutorul a patru amplificatoare operaționale. Se obțin astfel componentele trifazate ale curentului impus, care se compară cu mărimile reale ale curenților care circulă prin cele trei faze, comparatoarele utilizate avînd o caracteristică tip releu cu o bandă histerezis necesară asigurării unei frecvențe de comutare adecvată a tranzistoarelor invertorului.

Dacă, de exemplu, semnalul de referință I_α^* este mai mare decât I_α — real, este comandat tranzistorul $T1$, iar în caz contrar este comandat $T2$. Analog se întîmplă și pe celelalte două faze încît sistemul comparator — invertor se comportă ca o sursă de curent trifazat.

Dacă frecvența semnalului de referință este suficient de mică (sub 400 Hz), iar diferența dintre tensiunea aplicată motorului și tensiunea indusă în înfășurări este mare, sistemul lucrează practic la curent impus, iar funcționarea mașinii este identică cu a mașinii de c.c. cu decalaj de $\pi/2$ între axa solenției statorice și cea a cîmpului de excitație rotorice. Se pun unele probleme în regimul de frînare al mașinii, scop în care este necesară o rezistență de frînare și un tranzistor, gruparea fiind conectată în paralel cu invertorul.

3.5.3. MECS DE MARE PUTERE

Comutația statică se poate extinde fără dificultăți deosebite și la mașinile de mare putere și viteză redusă. Este cunoscută o mașină de 6,4 MW utilizată la acționarea directă a tamburului unei mori de ciment care permite obținerea unei

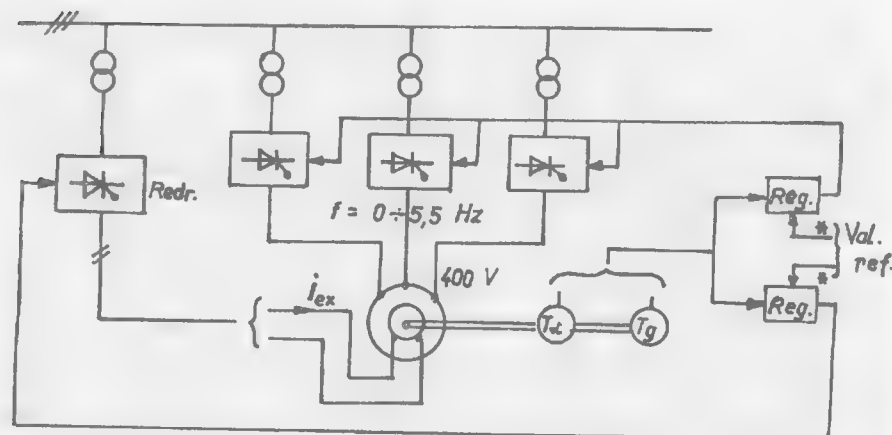


Fig. 3.25.

viteze de 13-15 rot/min., nemaifiind necesară folosirea unui reductor mecanic. Mașina posedă un stator în formă de inel, care înconjoară rotorul sub forma unei coroane cu 44 poli proeminenți, pe care se află bobinele de excitație. Schema de acționare simplificată a acestui motor este prezentată în fig. 3.25.

Statorul motorului este alimentat prin intermediul a trei invertoare, câte unul pe fiecare fază, iar rotorul este alimentat printr-un redresor comandat. Semnalele de la traductoarele de poziție și de viteză permit comanda în stator cât și în rotor, schema în ansamblu realizează: reglarea frecvenței tensiunii de alimentare în stator, obținerea unor forme de tensiune statorică sinusoidale, reglarea curenților în înfășurări, reglarea unghiului dintre solenaiile statorice și rotorice. Frecvența de alimentare a statorului mașinii este cuprinsă între 0 și 5,5 Hz. Chiar dacă mașina are caracterul de motor sincron, schema realizează condiții de pornire apropiate motorului de c.c., curenții de pornire fiind menținuți la valori mai mici decât curentul nominal.

CAPITOLUL 4

MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE



4.1. GENERALITĂȚI

Mașinile electrice amplificatoare (MEA), denumite și amplificatoare rotative, sînt mașini de curent continuu speciale folosite în scopul amplificării unor semnale de c.c. de putere foarte mică în comparație cu puterea semnalelor de la ieșire. MEA funcționează în regim de generator, amplificarea puterii electrice realizîndu-se pe seama puterii mecanice furnizate de un motor de antrenare.

Structura unei MEA este prezentată în fig. 4.1.

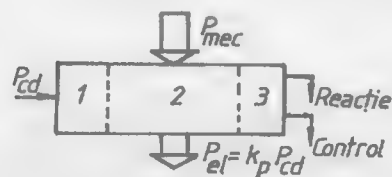


Fig. 4.1.

1. Circuitul de intrare a semnalului electric
2. Convertorul mecano-electric
3. Circuitele de reacție, control, corecție, etc.

MEA se caracterizează, de obicei, prin factorul de amplificare în putere k_p ($k_p = P_e/P_{cd}$) și constanta de timp (T) (care apreciază viteza de răspuns a mașinii la excitația primită prin circuitul de comandă). Ca o sinteză a performanțelor se definește

factorul de amplificare dinamic:

$$k_D = \frac{k_p}{T} \quad (4.1)$$

Factorul k_p se definește ca produs dintre factorul de amplificare în tensiune și factorul de amplificare în curent:

$$k_p = k_U k_I, \quad k_U = \frac{U_e}{U_i}, \quad k_I = \frac{I_e}{I_i} \quad (4.2)$$

unde s-au utilizat indicii „i” și „e” pentru „intrare” și, respectiv, „ieșire”.

Amplificatoarele rotative introduc în sistemul de reglare constante de timp electromagnetice (ale circuitelor inductive) precum și constante de timp electromecanice (ale circuitelor și elementelor cu inerție mecanică).

Performanțele acționărilor electromecanice în care intervin MEA se deduc din analiza unui sistem de ecuații integro-diferențiale neliniare, care în anumite condiții simplificatoare devin liniare, permițînd astfel o rezolvare analitică, aproximativă.

În analiza regimului dinamic al sistemelor automate se utilizează funcția de transfer, care se definește, după cum se știe, ca raport între transformata Laplace $L(\varepsilon)$ a funcției $\varepsilon(t)$ — mărime de ieșire și transformata Laplace $L(\eta)$ a funcției $\eta(t)$ — mărimea de intrare. Adică:

$$F(s) = \frac{L(\varepsilon)}{L(\eta)} = \frac{E(s)}{I(s)}, \quad E(s) = L(\varepsilon); \quad I(s) = L(\eta); \quad (4.3)$$

$$L(\eta) = \int_0^{\infty} \eta(t) \cdot e^{-st} dt$$

O MEA intervine într-un sistem automat printr-o schemă bloc, fig. 4.2, caracterizată printr-o funcție de transfer, a cărei expresie se cere determinată.

În regim dinamic, se utilizează caracterizarea performanțelor MEA prin următoarele mărimi:



Fig. 4.2.

— Suprareglarea, care exprimă stabilitatea relativă a mașinii, ca valoare a raportului dintre amplitudinea primei semiperioade și amplitudinea din regimul stabilizat a semnalului de ieșire, după modificarea semnalului de intrare (a/b , în fig. 4.3).

— Timpul de stabilire, care definește intervalul necesar, pentru ca în vecinătatea noului regim stabilizat, procesul tranzitoriu să se încadreze între limitele date (de obicei $\pm 5\%$ sau $\pm 2\%$ din regimul staționar).

— Timpul de creștere, care constituie intervalul de timp în care mărimea de ieșire crește de la 10% la 90% din valoarea finală.

Mașinile electrice amplificatoare se realizează la puteri unitare destul de mari, de la ordinul zecilor de W la zeci de kW, posedă factori de amplificare în putere

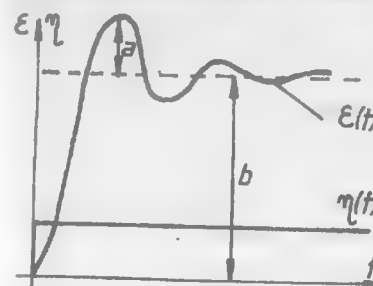


Fig. 4.3.

mari, de ordinul $10^4 - 10^5$, au sensibilitate redusă la variațiile tensiunii rețelei de alimentare, timpul de intrare în funcțiune la parametri nominali este redus. Între dezavantajele pe care le au aceste mașini intră cele care decurg din prezența colectorului, cheltuieli de întreținere ridicate, existența pierderilor mecanice prin frecări și ventilație. Aceste dezavantaje au condus la o micșorare, în ultimul timp, a ariei de utilizare în practică. În general, se utilizează ca surse de alimentare a unor motoare de c.c. în acționări din industria metalurgică, a lemnului, tehnică militară, etc. [1]

4.2. MAȘINI ELECTRICE AMPLIFICATOARE CU CÎMP TRANSVERSAL (MEAT)

4.2.1. CONSTRUCȚIA ȘI FUNCȚIONAREA MEAT

MEAT sînt mașini de c.c. care posedă pe colector două perechi de perii pentru fiecare pereche de poli. Periile din axa polilor se numesc longitudinale $L-L$, iar cele

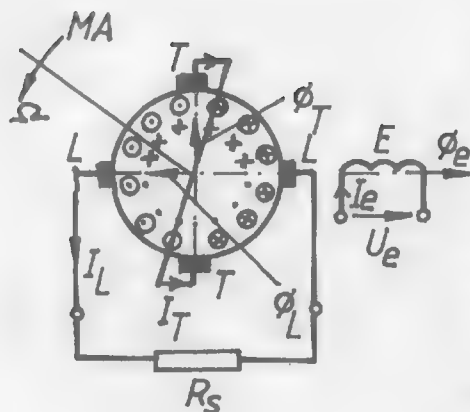


Fig. 4.4.

$I_T/2$ (curentul printr-o cale de curent este $I_T/2a = I_T/2$), creează un câmp transversal Φ_T . Față de acest câmp transversal, mașina, avînd periile $L-L$, va lucra ca un generator de c.c. conectat pe sarcina R_s , iar sensurile curenților (care circulă prin aceleași conductoare ale indusului) sînt prezentate în afara cerculețelor plasate pe rotor. Curenții care circulă prin periile L și prin conductoarele indusului (de mărime $I_L/2$) creează un câmp magnetic orientat pe direcția $L-L$, avînd sens contrar fluxului de excitație Φ_e , tinzînd să-l anuleze. Aceasta este una din particularitățile MEAT. A doua particularitate constă în distribuția neuniformă a încărcării liniare (A/m) pe periferia indusului. Astfel, observînd sensurile curenților $I_T/2$ și $I_L/2$ pe diferite zone ale indusului, se constată că în zonele dreapta — sus și stînga — jos (fig. 4.4), cei doi curenți au aceleași sensuri, deci prin conductoarele respective circulă suma curenților, $(I_T + I_L)/2$, iar prin celelalte zone, dreapta — jos și stînga — sus, circulă diferența acestor curenți $(I_T - I_L)/2$. Acest fapt conduce la înrăutățirea comutației și la un regim termic dezavantajos.

Altă particularitate a MEAT constă în faptul că prin inversarea sensului de rotație a rotorului, nu se inversează și curentul de sarcină, așa cum se întîmplă la generatoarele de c.c. cu excitație separată. Explicația este următoarea: schimbînd sensul de rotație, se inversează polaritatea tensiunii induse la periile $T-T$, deci sensul curentului I_T se inversează, iar fluxul Φ_T este orientat invers, deci polaritatea tensiunii la periile $L-L$ este aceeași, întrucît s-a schimbat și sensul câmpului transversal și sensul de rotație a indusului.

Ținînd seama de prezența și efectele fluxului de reacție longitudinal, Φ_L , MEAT pot fi compensate (fig. 4.5.a) sau necompensate (fig. 4.5.b).

De fapt, diferența esențială dintre aceste tipuri de mașini se constată în alura caracteristicilor externe (fig. 4.5.c). Mașinile compensate critic ($k=1$, $k = \Phi_k/\Phi_L$) au o caracteristică $U_s = f(I_s)$ reprezentată printr-o dreaptă paralelă cu axa absciselor, apropiindu-se de cea a unui generator ideal de tensiune, iar mașinile

necompensate au o caracteristică apropiată de a unui generator ideal de curent (curba b din fig. 4.5.c).

4.2.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE A MEAT

Se consideră o MEAT care cuprinde pe stator: două înfășurări în axa longitudinală, una de comandă (excitație), mărimile sale intervin cu indicele e , și o înfășurare de compensație — indice k , precum și o înfășurare în axa transversală (de reacție, de exemplu) — indice q . Pe rotor se află două perechi de perii în cele două axe, $L-L$ și $T-T$. Dacă i_l este curentul prin rezistența de sarcină R_s , ținînd seama de faptul că mașina este în regim de generator numai referitor la acest circuit, rezultă că între periile $L-L$ curentul va fi $-i_l$ (fig. 4.6).

Curentul de sarcină i_l circulă prin înfășurarea de compensație, dar în unele cazuri se reglează valoarea acestuia, utilizînd un rezistor în paralel cu înfășurarea k . De aceea se va considera că prin înfășurarea k circulă un curent i_k (egal în particular cu i_l).

Ecuatiile, în valori instantanee, ale MEAT din fig. 4.6. se scriu, utilizînd ecuațiile mașinii electrice generalizate (2.85), cu diferența că matricea impedanțelor va cuprinde cinci linii și cinci coloane, adică:

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_k \\ u_q \\ u_t \\ u_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + L_e s & M_{eks} & 0 & 0 & M_{els} \\ M_{kes} & R_k + L_k s & 0 & 0 & M_{kls} \\ 0 & 0 & R_q + L_q s & M_{qts} & 0 \\ -p \Omega M_{el} & -p \Omega M_{kl} & M_{tqs} & R_t + L_t s & -p \Omega L_l \\ M_{les} & M_{lks} & p \Omega M_{qt} & p \Omega L_t & R_l + L_l s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ i_k \\ i_q \\ i_t \\ -i_l \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Dacă ne referim la înfășurările k și q statorice și la cele două perechi de perii din axele $L-L$, $T-T$, se obține ecuația matricială (2.85), avînd patru linii și patru

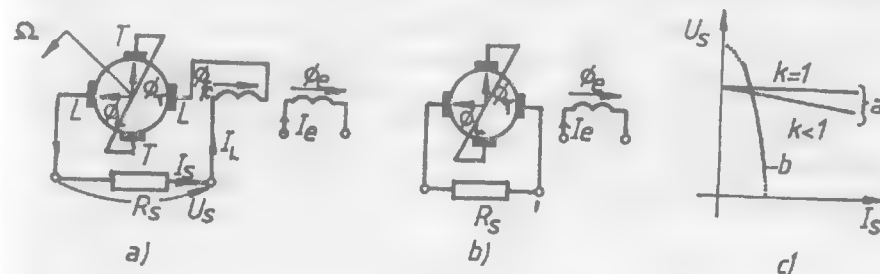


Fig. 4.5.

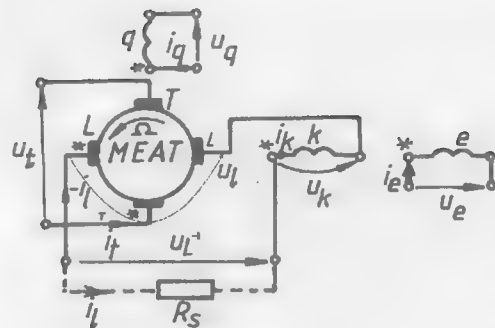


Fig. 4.6.

două înfășurări coaxiale. Totodată s-a introdus și pulsația corespunzătoare vitezei unghiulare rotorice, $\omega_R = p \cdot \Omega$, unde p este numărul de perechi de poli ai mașinii.

Cu ajutorul ecuației matriciale (4.4) se poate analiza funcționarea MEAT în regim dinamic.

Ecuațiile MEAT în regim staționar se pot obține, dacă în (4.4) se introduc, în locul valorilor instantanee ale tensiunilor și curenților, valorile de regim permanent ale acestora (mărimi continue), iar operatorul $s = d/dt$ devine 0. Prezintă interes expresia caracteristicii externe a mașinii și modificarea alurii acestei dependențe în funcție de mărimea factorului de compensare, care poate fi modificat practic.

4.2.3. AMPLIDINA

Amplidina este o MEAT compensată, utilizată în instalații de automatizare ca amplificator de putere, avînd $k_p = 10^4 - 10^5$.

4.2.3.1. Construcția, ecuațiile de funcționare a amplidinei

Din punct de vedere al construcției există două variante de amplidine: cu poli aparenti și cu poli înecați (fig. 4.7.a și b). [20]

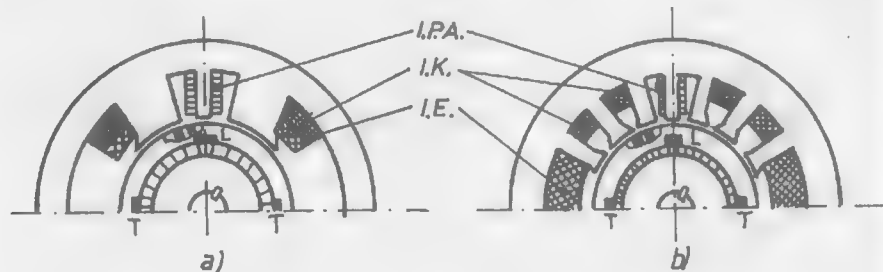


Fig. 4.7.

coloane, în care mărimile posedă doar indici schimbați, adaptați la noile notații (în ecuația 4.4. s-au introdus într-un chenar matricile respective). Apariția unei noi înfășurări satorice e , coaxială cu înfășurarea k , conduce la introducerea unei noi linii și a unei noi coloane, în care se utilizează parametri corespunzători ai înfășurării cu indice e inclusiv a inductanțelor mutuale respective și în mod deosebit a inductanței, $M_{ek} = M_{ke}$, de cuplaj între cele

În varianta cu poli aparenti (fig. 4.7.a) polul principal, de excitație, este secționat în doi semipoli, întrucît în centrul acestuia trebuie introduși și poli auxiliari, pentru îmbunătățirea comutației.

Înfășurările polilor auxiliari (IPA) se conectează în serie cu circuitul de sarcină ($L - L$). Înfășurările de compensație IK și de excitație (comandă) IE sînt dispuse concentrat, înconjurînd cei doi semipoli principali.

În cealaltă variantă, cu poli înecați (fig. 4.7.b), statorul prezintă creștături, în zona periilor $L - L$ se plasează polii auxiliari; înfășurările de compensație sînt distribuite în creștături, iar înfășurările de excitație (de comandă) sînt concentrate în creștături mari plasate în axa transversală a mașinii.

Întrefierul se ia cît mai mic posibil. Reducerea întrefierului este limitată pe de o parte din considerente mecanice, iar pe de altă parte din considerente privitoare la distorsiunile admisibile ale fluxului, avînd în vedere compensarea concentrată a acestuia, în varianta constructivă din fig. 4.7.a.

Amplitudinele cu poli înecați au un întrefier mai mic, solenația de comandă fiind mai eficientă. În axa transversală se dispun uneori și înfășurări de reacție (pentru întărirea cîmpului transversal) sau înfășurări de stabilizare, amortizare, etc. Orice amplidină are minimum două înfășurări de excitație (comandă), o înfășurare de compensație și o înfășurare de comutație (IPA).

Indusul amplidinelor este similar cu al unei mașini clasice de c.c. pentru același număr de poli. De obicei amplidinele se construiesc cu o singură pereche de poli, mai rar cu 2 sau mai multe perechi de poli. Caracteristicile de funcționare a amplidinei pot fi modificate și prin decalarea sistemului de perii (de exemplu, deplasarea periilor în sensul de rotație duce la obținerea unor căderi de tensiune mai mari în sarcină), de aceea este necesară respectarea sensului de rotație recomandat de constructor. Rotorul amplidinei este rotit, de cele mai multe ori, cu viteză aproape constantă, de aceea se folosesc ca motoare de antrenare motoarele asincrone trifazate, bipolare, amplidina și motorul asincron avînd o construcție monobloc.

Schema electrică a unei amplidine este prezentată în fig. 4.8. În axa longitudinală statorică se consideră o înfășurare de excitație (E), alimentată separat, și o înfășurare de compensație (K), alimentată în serie cu sarcina, astfel încît fluxul creat să fie în același sens cu fluxul de excitație. În paralel cu înfășurarea de compensație se conectează un reostat de șuntare, R_{ks} , care permite modificarea gradului de compensare, definit astfel:

$$k = \frac{i_k}{i_l} = \frac{R_{ks}}{R_{ks} + R_k}, \quad (4.5)$$

unde R_k este rezistența înfășurării de compensație. Pentru a se obține un flux transversal cât mai mare, periile transversale se leagă în scurtcircuit, $u_t = 0$. Amplidina este considerată ca un amplificator în două etaje: fluxul de excitație induce la periile transversale o tensiune, curentul prin înfășurarea indusului produce un flux transversal puternic. Acest flux induce la periile $L - L$ o tensiune, stabilindu-se astfel prin circuitul de sarcină, de ieșire, un curent i_l . Puterea în circuitul de ieșire este mult mai mare decât puterea în circuitul de intrare, de excitație.

Ecuatiile amplidinei se deduc din ecuațiile MEAT (4.4), din care se renunță la linia a treia și coloana a treia (lipsește înfășurarea statorică cu indicele q). Se obține astfel ecuația matricială

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_k \\ 0 \\ u_l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & M_{ek} s & 0 & M_{el} s \\ M_{ke} s & R_k + L_k s & 0 & M_{kl} s \\ -p \Omega M_{el} & -p \Omega M_{kl} & R_l + L_l s & -p \Omega L_l \\ M_{le} s & M_{lk} s & p \Omega L_l & R_l + L_l s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_k \\ i_l \\ -i_l \end{vmatrix} \quad (4.6)$$

Pentru a obține tensiunea de ieșire, la bornele sarcinii se mai adaugă relația

$$u_L = u_l - u_k \quad (4.7)$$

De asemenea se ține seama și de relația (4.5), adică $i_k = k i_l$.

Pe baza ecuațiilor (4.6), (4.7) și (4.5), se poate analiza funcționarea amplidinei în regim dinamic.

În regim staționar, ecuațiile amplidinei devin:

$$\begin{vmatrix} U_e \\ U_k \\ 0 \\ U_l \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_k & 0 & 0 \\ -p \Omega M_{el} & -p \Omega M_{kl} & R_l & -p \Omega L_l \\ 0 & 0 & p \Omega L_l & R_l \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_e \\ I_k \\ I_l \\ -I_l \end{vmatrix}, \quad (4.8)$$

$$I_k = k I_l$$

ecuații obținute prin particularizarea ecuațiilor în regim dinamic, adică $s = 0$, și prin trecerea de la mărimi variabile la mărimi constante (notate cu litere mari).

4.2.3.2. Caracteristicile de funcționare a amplidinei în regim staționar

Caracteristica de mers în gol a amplidinei reprezintă dependența tensiunii la periile $L - L$, de curentul de excitație, în situația funcționării la gol, $I_l = 0$. Această dependență $U_{Lo} = f(I_e)$ pentru o variație lentă a curentului de excitație, însoțită și de inversarea sensului, este prezentată în fig. 4.9 curba 1. Periile transversale sînt conectate în scurtcircuit. Această caracteristică prezintă un histeresis mai lat în comparație cu o mașină de c.c. clasică (curba 2 din aceeași figură), explicația constă în existența celor două etaje de amplificare. Pentru amplidinele utilizate în sisteme automate se impun unele măsuri practice care să diminueze

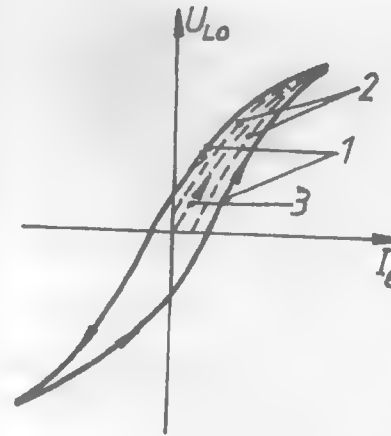


Fig. 4.9.

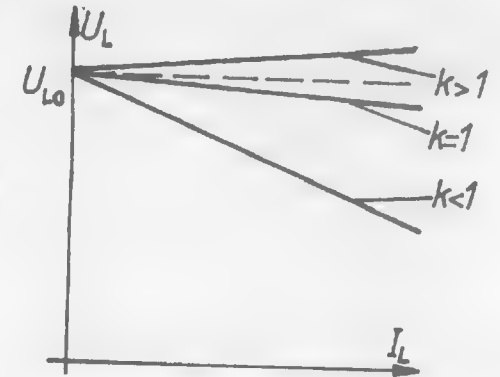


Fig. 4.10.

lățimea ciclului de histerezis (corectoare de histerezis) și să anuleze magnetismul remanent, caz în care se poate aproxima caracteristica de mers în gol prin curba mediană 3. Caracteristica externă a amplidinei reprezintă dependența tensiunii la bornele sarcinii de curentul de sarcină $U_L = f(I_L)$, în condițiile menținerii constante a curentului de excitație, $I_e = \text{ct.}$

Expresia analitică a tensiunii U_L se deduce din ecuațiile (4.8), la care se adaugă relația (4.7) în valori constante, adică

$$U_L = U_l - U_k \quad (4.7')$$

În ecuația matricială (4.8) se scade linia a doua din linia a patra și se înlocuiesc curenții I_e și I_l obținuți din prima și a treia ecuație

$$I_e = \frac{U_e}{R_e}, \quad I_l = \frac{p \cdot \Omega \cdot M_{el}}{R_l} I_e + \frac{p \cdot \Omega \cdot (M_{kl}k - L_l)}{R_l} I_l \quad (4.9)$$

adică:

$$U_L = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_l}{R_l R_e} U_e - \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_l (L_l - k M_{kl})}{R_l} I_l - (R_l + k R_k) I_l \quad (4.10)$$

În cazul funcționării în gol, $I_l = 0$ rezultă:

$$U_{Lo} = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_l}{R_l R_e} U_e = k_u U_e \quad (4.11)$$

unde mărimea:

$$k_u = \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_l}{R_l R_e} \quad (4.12)$$

se numește factor de amplificare în tensiune și arată de câte ori este amplificată tensiunea de intrare, U_e , aplicată înfășurării de comandă. Factorul de amplificare în tensiune este proporțional cu pătratul vitezei de rotație a mașinii (de aceea se folosesc motoare asincrone trifazate la $n_1 = 3000$ rot/min pentru antrenarea sa). Totodată, k_u este proporțional cu inductanța de cuplaj M_{el} , deci cu numărul de spire al înfășurării de excitație, dar în același timp invers proporțional cu rezistența acestei înfășurări, R_e , care crește atunci când crește numărul de spire; această condiție contradictorie conduce practic la utilizarea unei densități mici de curent în înfășurarea de excitație, deci un gabarit crescut al mașinii.

Relația (4.12) furnizează, așadar, unele informații asupra proiectării optime a mașinii amplificatoare.

Din expresia (4.10) a caracteristicii externe se poate constata dependența pantei acesteia de factorul de compensație k . Pentru $k = 1$, $L_l = kM_{kl}$, termenul al doilea din membrul drept este unul, iar dependența $U_L = f(I_l)$ devine:

$$U_L = k_u U_e - (R_l + R_k) I_l, \quad (4.13)$$

căderea de tensiune în sarcină fiind cauzată numai de prezența rezistențelor R_l și R_k , neglijându-se căderea de tensiune la contactul perie-colector și pe rezistența polilor auxiliari. Pentru $k < 1$ căderea de tensiune în sarcină este mai pronunțată, întrucât intervine și termenul al doilea din membrul drept (fig. 4.10). În practică se utilizează amplidine compensate critic sau subcompensate, întrucât la amplidinelor supracompensate ($k > 1$) este posibilă autoexcitarea în sarcină și o creștere necontrolată a tensiunii la bornele sarcinii.

4.2.3.3. Regimul dinamic, funcția de transfer a amplidinei

Se consideră o amplidină compensată critic funcționând în gol. Interesează funcția de transfer a acesteia, adică raportul dintre transformatele Laplace ale mărimii de ieșire, U_{LO} , și mărimii de intrare U_e .

Din relația (4.6) se obțin ecuațiile:

$$\begin{cases} \underline{U_e} = (R_e + L_e s) \underline{I_e} \\ \underline{U_k} = M_{ke} s \underline{I_e} \\ 0 = -p \cdot \Omega \cdot M_{el} \underline{I_e} + (R_l + L_l s) \underline{I_{fo}} \\ \underline{U_l} = M_{el} s \underline{I_e} + p \cdot \Omega \cdot L_l \underline{I_{fo}} \end{cases} \quad (4.14)$$

unde s-au folosit: $\underline{I_L} = 0$; $\underline{I_k} = k \underline{I_L} = 0$; $\underline{I_f} = \underline{I_{fo}}$, specifice mersului în gol. Tensiunea de ieșire $\underline{U_{LO}}$ este dată de (4.7),

$$\underline{U_{LO}} = \underline{U_L} - \underline{U_k} = \frac{s(M_{el} - M_{ke})}{R_e + L_e s} \underline{U_e} + \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot M_{el} L_l}{R_l + L_l s} \frac{\underline{U_e}}{R_e + L_e s}, \quad (4.15)$$

unde s-au scăzut ecuațiile a patra și a doua din (4.14) și s-au introdus curenții $\underline{I_e}$ și $\underline{I_{fo}}$ obținuți din prima și a treia ecuație din (4.14).

Se definesc constantele de timp ale circuitului de excitație, respectiv transversal

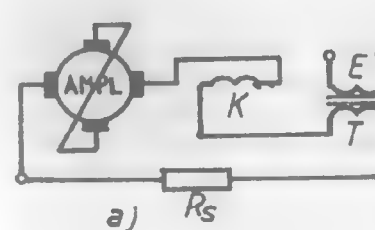


Fig. 4.11.

$$T_e = L_e / R_e, \quad T_l = L_l / R_l \quad (4.16)$$

și se introduce (4.12) în (4.15), obținându-se:

$$F(s) = \frac{\underline{U_{LO}}}{\underline{U_e}} = \frac{k_u}{(1 + T_e s)(1 + T_l s)} + \frac{M_{el} - M_{ke}}{R_e} \cdot \frac{s}{1 + T_e s} \quad (4.17)$$

Din relația (4.17) se poate constata influența mărimilor constructive ale mașinii asupra funcției de transfer.

Funcția de transfer (4.17) prezintă o formă simplificată, ușor de utilizat în calculele de proiectare a sistemelor automate,

$$F(s) = \frac{k_u}{(1 + T_e s)(1 + T_l s)}, \quad (4.17')$$

dacă $M_{el} = M_{ke}$, adică dacă cuplajul magnetic între înfășurarea de excitație și înfășurarea rotorică este egal cu cuplajul dintre înfășurarea de excitație și cea de compensație. Întrucât înfășurarea de excitație este separată de cea rotorică, prin întrefier, egalitatea celor două inductanțe de cuplaj mutual se realizează dacă se introduce o înfășurare suplimentară pe stator, T , cuplată magnetic cu înfășurarea de excitație (fig. 4.11.a). Soluția este costisitoare mai ales când mașina posedă 2 sau 4 înfășurări de excitație. Avînd în vedere forma (4.17') a funcției de transfer, se deduce expresia analitică aproximativă a tensiunii de ieșire,

$$u_{LO} = k_u U_e (1 - c_1 e^{-t/T_e} + c_2 e^{-t/T_l}), \quad (4.18)$$

în situația aplicării unui semnal treaptă de tensiune înfășurării de excitație (fig. 4.11.b).

4.2.3.4. Regimuri speciale ale amplidinei

a) Amplificator de semnale de joasă frecvență. Dacă înfășurarea de comandă este alimentată de la o sursă de joasă frecvență, atunci tensiunea de ieșire va urmări forma tensiunii aplicate la intrare, dar amplitudinea semnalului obținut va fi mult mai mare. Se pot amplifica semnale avînd frecvențe de ordinul herților, la valori mai mari ale frecvenței intervine constanta de timp a mașinii care limitează acest fenomen. Este necesar ca amplidina să prezinte o construcție simetrică.

b) Generator autoexcitat de curent continuu. La amplitudinele supracompensate există tendința creșterii tensiunii la borne în sarcină, datorită creșterii fluxului produs de înfășurarea de compensație, creștere care conduce la o nouă creștere a curentului de sarcină, deci o nouă creștere a fluxului, ș.a.m.d.; procesul ajungând necontrolabil, stabilizarea mărimilor fiind realizată eventual de saturație. Această funcționare trebuie evitată în practică, de aceea se utilizează amplitudinele în regim de subcompensare.

c) Generator de oscilații de joasă frecvență întreținute. Acest regim se poate obține dacă o amplidină este conectată pe sarcină și se întrerupe brusc alimentarea înfășurării de excitație. Pentru justificarea existenței acestui regim se pornește de la ecuațiile amplitudinei în regim dinamic (4.6), din care se renunță la prima linie și prima coloană ($i_e = 0$), anume:

$$\begin{cases} \underline{U}_k = (R_k + L_k s) \underline{I}_k - M_{kl} s \underline{I}_l \\ 0 = -p \cdot \Omega \cdot M_{kl} \underline{I}_k + (R_l + L_l s) \underline{I}_l + p \cdot \Omega \cdot L_l \underline{I}_l \\ \underline{U}_l = M_{lk} s \underline{I}_k + p \cdot \Omega \cdot L_l \underline{I}_l - (R_l + L_l s) \underline{I}_l \end{cases} \quad (4.19)$$

la care se adaugă ecuația (4.7)

$$\underline{U}_L = \underline{U}_l - \underline{U}_k = R_s \underline{I}_l \text{ și } \underline{I}_k = k \underline{I}_l \quad (4.20)$$

Se introduce ecuația (4.20) în cea de a treia ecuație din (4.19)

$$\underline{U}_k = M_{lk} s \underline{I}_k + p \cdot \Omega \cdot L_l \underline{I}_l - (R_s + R_l + L_l s) \underline{I}_l \quad (4.21)$$

și se scoate \underline{I}_l din cea de-a doua ecuație din (4.19)

$$\underline{I}_l = \frac{p \cdot \Omega \cdot (M_{kl} k - L_l)}{R_l + L_l s} \underline{I}_l \quad (4.22)$$

Se scade (4.21) din (4.19-1) și se obține

$$0 = \left[k(L_k - M_{lk})s + kR_k \right] \underline{I}_l + \frac{p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_l(L_l - kM_{kl})}{R_l + L_l s} \underline{I}_l + \left[R_s + R_l + (L_l - M_{kl})s \right] \underline{I}_l \quad (4.23)$$

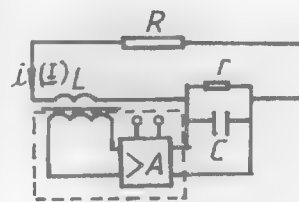
Aducînd la același numitor și ordonînd după puterile lui s , expresia (4.23) devine, într-o formă simplificată,

$$As^2 \underline{I}_l + Bs \underline{I}_l + C \underline{I}_l = 0 \quad (4.24)$$

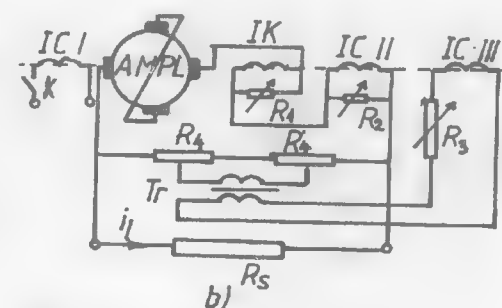
unde:

$$\begin{aligned} A &= L_l L_0, \quad B = R_l L_0 + L_l R_0, \quad C = R_l R_0 + G_0^2, \\ L_0 &= L_l + kL_k - M_{lk}(1 + k), \quad R_0 = R_s + R_l + kR_k, \\ G_0^2 &= p^2 \cdot \Omega^2 \cdot L_l(L_l - kM_{kl}) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Circuitul oscilant, prezentat în fig. 4.12.a, este caracterizat de ecuația:



a)



b)

Fig. 4.12.

$$R \underline{I} + sL \underline{I} + \left[\frac{r}{sC} / \left(r + \frac{1}{sC} \right) \right] \underline{I} = 0, \quad (4.26)$$

care, într-o formă simplificată, devine

$$as^2 \underline{I} + bs \underline{I} + c \underline{I} = 0 \quad (4.27)$$

similară cu (4.24). Coeficienții acestei ecuații sînt dați de

$$a = LrC, \quad b = L + RrC, \quad c = R + r \quad (4.28)$$

Folosirea unei reacții și a unui amplificator conduce la întreținerea oscilațiilor în acest circuit, frecvența de oscilație fiind dictată de parametrii elementelor componente. Pornind de la această idee, se pot realiza condițiile de întreținere a oscilațiilor, în circuitul de sarcină a amplitudinei, fig. 4.12.b, prin utilizarea unor reacții corespunzătoare aplicate înfășurărilor de comandă IC II și IC III. Este posibilă modificarea frecvenței și amplitudinii oscilațiilor curentului de sarcină prin intermediul rezistențelor reglabile R_2, R_3, R_4, R'_4 .

Cu ajutorul modelului electric din fig. 4.12.a se poate defini „capacitatea”, respectiv „rezistența”, amplitudinei precum și „frecvența proprie” de oscilație.

Chiar dacă în practică nu se utilizează amplitudina ca generator de oscilații întreținute, este bine să se cunoască în ce condiții este posibilă obținerea unui asemenea regim, pentru ca să se diminueze posibilitatea apariției sale.

4.2.4. METADINA

Metadina este o mașină cu cîmp transversal utilizată în regim de transformator de curent continuu.

Din punct de vedere al construcției este asemănătoare cu o mașină clasică de c.c. dar la care numărul de perii pe o pereche de poli este mai mare (de obicei dublu). Uneori îi lipsește statorul, deși, în cele mai frecvente situații, aceasta joacă rolul de jug de închidere a liniilor de cîmp magnetic și totodată suport pentru diverse înfășurări: de comandă, reacție, reglaj, etc. În mod curent se utilizează metadina cu

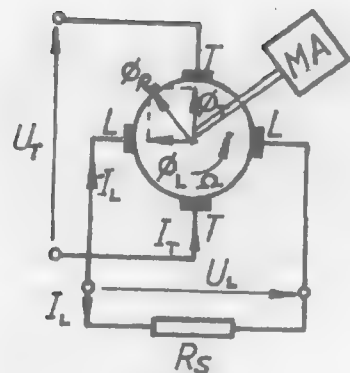


Fig. 4. 13.

patru perii pe perechea de poli (fig. 4.13), două plasate în axa longitudinală $L - L$ și două în axa transversală $T - T$.

Metadina este lansată cu un motor MA , care, în cazul ideal al funcționării metadinei ca transformator, furnizează o putere mecanică egală cu suma pierderilor.

Dacă se alimentează circuitul transversal de la o sursă de tensiune $U_T = ct$, curentul absorbit fiind I_T , fluxul creat pe direcția axei $T - T$, Φ_T , este proporțional cu I_T . La perii $L - L$ se induce, datorită fluxului transversal Φ_T , o tensiune U_L , care întreține prin sarcina R_s curentul I_L . Curentul de sarcină I_L creează un flux longitudinal Φ_L , care se compune cu Φ_T , în mașină obținându-se astfel un flux rezultat Φ_R . Se poate considera mașina ca avînd rotorul în rotație, iar la perii $L - L$ respectiv $T - T$ se induc tensiuni proporționale cu componentele fluxului Φ_R pe direcțiile perpendiculare cu acestea, Φ_T respectiv Φ_L .

O schemă mai completă de metadină este prezentată în fig. 4.14, și cuprinde pe stator două înfășurări în cele două axe, C — de comandă și R — de reglaj.

O asemenea mașină este, de fapt, identică cu mașina electrică generalizată, fig. 2. 10. Se poate aprecia, așadar, că analiza funcționării metadinei se justifică și prin faptul că aceasta reprezintă fizic modelul de mașină electrică generalizată pe baza căreia se studiază toate tipurile de mașini electrice clasice.

Ecuațiile metadinei sînt similare cu ec. (2.85) în care se schimbă unele notații, iar curentul I_d devine $-I_L$, deoarece I_L este curentul prin sarcină, circuitul respectiv fiind considerat circuit generator. În regim dinamic ecuațiile metadinei sînt:

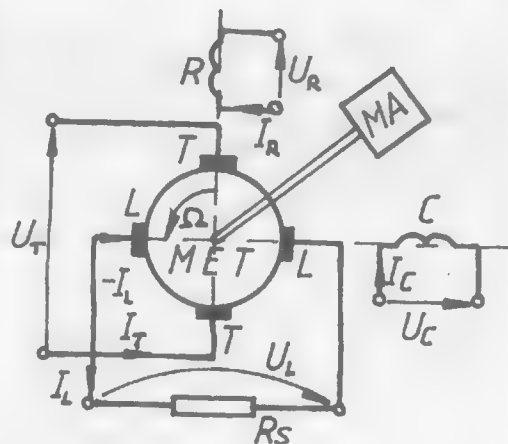


Fig. 4. 14.

$$\begin{bmatrix} u_C \\ u_R \\ u_T \\ u_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_C + L_C s & 0 & 0 & M_{CLS} \\ 0 & R_R + L_R s & M_{RTS} & 0 \\ -p \Omega M_{CL} & M_{TRS} & R_T + L_T s & -p \Omega L_L \\ M_{LCS} & p \Omega M_{RT} & p \Omega L_T & R_L + L_L s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_C \\ i_R \\ i_T \\ -i_L \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

În regim staționar $s = 0$, iar mărimile care intervin sînt mărimi continue, ecuațiile (4.29) devin

$$\begin{cases} U_C = R_C I_C \\ U_R = R_R I_R \\ U_T = -p \cdot \Omega \cdot M_{CL} I_C + R_T I_T + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L \\ U_L = p \cdot \Omega \cdot M_{RT} I_R + p \cdot \Omega \cdot L_T I_T - R_L I_L \end{cases} \quad (4.30)$$

În condițiile cînd $I_C = I_R = 0$, metadina nu posedă înfășurări pe stator, sistemul (4.30) se reduce la ultimele două:

$$U_T = R_T I_T + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L, \quad U_L = p \cdot \Omega \cdot L_T I_T - R_L I_L \quad (4.31)$$

Se înmulțește prima ecuație din (4.31) cu I_T , a doua cu I_L , se adună și se obține relația:

$$U_T I_T = U_L I_L + R_T I_T^2 + R_L I_L^2 \quad (4.32)$$

adică puterea absorbită de metadină prin periiile transversale, $P_1 = U_T I_T$, este egală cu suma dintre puterea transferată circuitului de sarcină $P_2 = U_L I_L$ și pierderile prin efect electrocaloric în indusul mașinii $\sum p = R_T I_T^2 + R_L I_L^2$.

Acesta este regimul de transformator de curent continuu al metadinei, randamentul fiind egal cu

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_L I_L}{U_T I_T + \sum p}; \quad P_2 = \eta P_1 \quad (4.33)$$

În funcție de raportul dintre aceste puteri pot apărea situațiile:

$$a) \eta \cdot U_T I_T > U_L I_L, \quad (4.34)$$

metadina funcționează în regim mixt de transformator și motor, motorul MA primind putere mecanică de la metadină,

$$b) \eta \cdot U_T I_T < U_L I_L \quad (4.35)$$

metadina funcționează în regim mixt de transformator și generator, MA furnizînd putere mecanică metadinei.

Regimul de transformator este regimul normal de funcționare a metadinei, în acest caz nefiind necesare înfășurări satorice.

Revenind la ecuațiile (4.31), întrucît căderile de tensiune pe rezistențele R_T și R_L sînt reduse în raport cu celelalte tensiuni, și considerînd tensiunea de alimentare $U_T = \text{constantă}$, rezultă

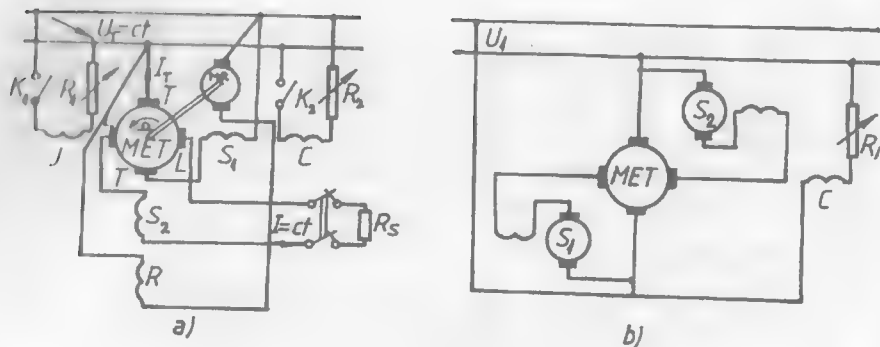


Fig. 4.15.

$$I_L = \frac{U_T}{p \cdot \Omega \cdot L_L} \quad (4.36)$$

În condițiile alimentării periiilor $T-T$ la tensiune constantă, curentul de sarcină rămîne constant (viteza păstrîndu-se constantă).

Metadina este un generator de curent constant, fapt care impune utilizarea sa la alimentarea motoarelor serie de c.c.

În cazul cînd se alimentează înfășurarea C statorică, din ecuația (4.30-3) se obține

$$U_T = p \cdot \Omega \cdot M_{CL}(-I_C) + p \cdot \Omega \cdot L_L I_L = ct. \quad (4.37)$$

adică, o dată cu modificarea curentului I_C este posibilă modificarea curentului de sarcină I_L , anume, prin creșterea curentului I_C se micșorează curentul de sarcină I_L . Modificarea curentului I_C face ca fluxul total pe direcția $L-L$ a mașinii să se schimbe, cuplul electromagnetic al mașinii fiind, (2.125),

$$M_e = p(\Psi_{QI_d} - \Psi_{DI_q}) = p[L_T I_T(-I_L) - (L_{CL} - L_{LL}) I_T] = -pL_{CL} I_T \neq 0, \quad (4.38)$$

unde s-a introdus condiția $L_T = L_L$ (simetrie în cele două axe).

Așadar, în această situație metadina trece în regim mixt de funcționare. Prezența înfășurării de reglaj, R , împreună cu MA , care devine mașină de reglaj au rolul de a compensa acest cuplu suplimentar, aducînd metadina în regim normal de transformator.

O schemă completă a metadinei împreună cu mașina de reglaj MR este prezentată în fig. 4.15.a.

Înfășurarea J — injectoare are rolul de a limita curentul de pornire a metadinei. Astfel, după lansarea metadinei, se alimentează înfășurarea J și se reglează curentul său încît la periiile $T-T$ se induce o tensiune egală cu tensiunea rețelei, U_T , după care se cuplează la rețea circuitul $T-T$, fără a se înregistra șocul de curent care ar apărea la cuplarea sa directă la rețea. După pornire, înfășurarea J se poate decupla

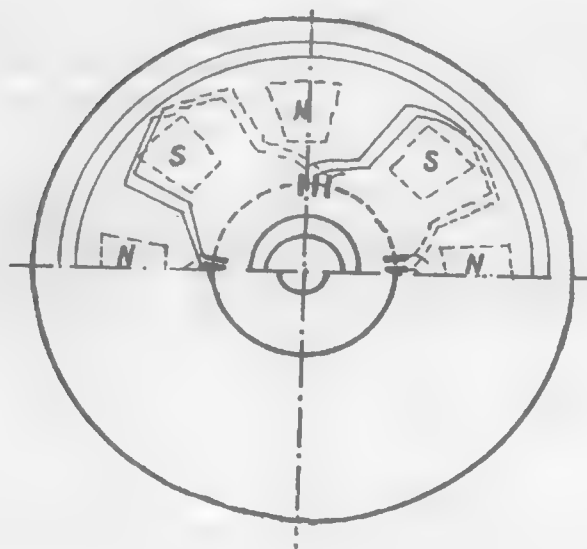
(se deschide K_1). Înfășurările S_1 și S_2 sînt înfășurări stabilizatoare; fiind parcurse de curenții I_T și I_L acestea intervin în regimuri variabile îmbunătățind stabilitatea în funcționare. Înfășurarea de reglare R în serie cu mașina de reglare MR (care este și motor de antrenare pentru metadină) acționează în sensul compensării cuplului suplimentar. Sistemul este astfel reglat încît la viteză nominală, cînd metadina lucrează ca transformator, tensiunea indusă la bornele MR este egală cu U_T , deci $I_R = 0$. Cînd apare un cuplu electromagnetic suplimentar exterior, sau datorat curentului I_C , se modifică viteza, deci și tensiunea la bornele MR , în circuitul de reglare apare curentul I_R de un sens anume încît cuplul produs de înfășurarea R compensează efectul cuplului suplimentar, metadina fiind readusă în regimul de transformator.

În vederea îmbunătățirii comutației metadinele prezintă poli auxiliari ale căror înfășurări sînt parcurse de curenții I_L respectiv I_T .

Există diverse moduri de conectare la rețea și pe sarcină a metadinei, aceste variante fiind dictate de domeniul de utilizare, de numărul de consumatori, de numărul de perii pe perechea de poli, etc.

În fig. 4.15.b este prezentată schema de montaj „în opt”, folosită la alimentarea a două motoare serie pentru tracțiune. Cu ajutorul reostatului R_r se reglează I_C și deci curenții prin motoarele S_1 și S_2 . Schema permite o pornire lină și un reglaj al vitezei acestor motoare.

MAȘINI ELECTRICE SPECIALE DE CURENT CONTINUU



În categoria mașinilor speciale de c.c., întâlnite frecvent în componența sistemelor automate, intră servomotoarele și tahogeneratoarele de curent continuu.

Servomotoarele de curent continuu sînt destinate să convertească semnalul electric, de forma unei tensiuni amplificate primită de la un traductor, într-o mișcare de rotație a unui arbore. Mecanismul, cuplat mecanic la arbore, execută astfel operația comandată.

Un servomotor trebuie să prezinte o serie de caracteristici deosebite, anume:

- reglaj de viteză în limite foarte largi, prin procedee simple;
- caracteristici de reglare și mecanice, pe cît posibil, liniare;
- cuplu de pornire mare;
- capacitate de suprasarcină ridicată;
- gabarit și greutate specifică mică;
- constantă electromecanică de timp redusă;
- absența autopornirii, etc.

Dezavantajele servomotoarelor de c.c., cum ar fi: prezența colectorului și a fenomenelor de comutație, zgomotul mare, fiabilitatea scăzută, uneori, limitează utilizarea acestora în medii explozive sau cu mult praf.

5.1. CONSTRUCȚIA SERVOMOTOARELOR DE C.C.

Din punct de vedere constructiv, servomotoarele cuprind aceleași elemente ca și mașinile clasice de c.c., particularitățile constructive fiind dictate de gabaritele mici, constantele de timp reduse, gama de viteză impusă, etc.

Se disting următoarele tipuri constructive de servomotoare:

- cu rotor cilindric cu creștături;
- cu rotor disc (întrefier axial);
- cu rotor cilindric fără creștături;
- cu rotor în formă de pahar, neferomagnetic.

În ceea ce privește tipul de excitație folosit, există variantele: cu excitație electromagnetică (separată, serie), cu excitație cu magneti permanenți, cu excitație hibridă (electromagnetică și cu magneti permanenți). Servomotoarele cu excitație electromagnetică se construiesc, în general, pentru puteri mari, dar în ultimul timp se utilizează tot mai frecvent magneti permanenți, datorită unor avantaje, anume: dimensiuni mai mici, randamente mai bune, probleme de răcire mai simple.

5.1.1. CARACTERISTICILE MAGNEȚILOR PERMANENȚI UTILIZAȚI ÎN CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE

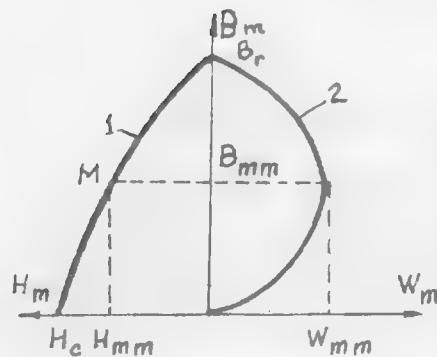


Fig. 5.1.

Utilizarea magneților permanenți are la bază proprietatea unor metale sau aliaje de a prezenta o inducție magnetică remanentă pentru un timp îndelungat.

Caracteristica de bază a materialului din care este realizat magnetul permanent este așa-zisa „curbă de demagnetizare”, care reprezintă porțiunea din cadranul al II-lea al dependenței $B = f(H)$ (fig. 5.1, curba 1). Mărimile B_r și H_c sînt: inducția remanentă, respectiv cîmpul magnetic coercitiv. Pentru o caracterizare cantitativă a performanțelor unui magnet permanent se folosește așa-numita „densitate maximă” de energie localizată în corpul materialului magnetic și care se definește prin relația:

$$W_m = \frac{B_m H_m}{2} \quad (5.1)$$

Dependența acestei mărimi de B_m este reprezentată prin curba 2, fig. 5.1, și se observă că W_m trece printr-un maxim corespunzător valorilor B_{mm} și H_{mm} . Se introduce mărimea

$$\gamma = \frac{B_{mm} H_{mm}}{B_r H_c} \in (0,3 - 0,65), \quad (5.2)$$

numită „coeficient de formă” al caracteristicii de demagnetizare și care depinde de materialul magnetului permanent.

Magnetizarea magnetului permanent se poate realiza, fie în circuitul magnetic al mașinii deja montate, fie în exterior, după care apoi se execută montarea. Magnetizarea în circuitul magnetic al mașinii se efectuează prin aplicarea unor impulsuri de curent înfășurărilor dispuse în acest scop în jurul magneților permanenți, în așa fel încît circuitul magnetic să ajungă la saturație.

Analiza funcționării unui magnet permanent în circuitul magnetic al mașinii se poate efectua por-

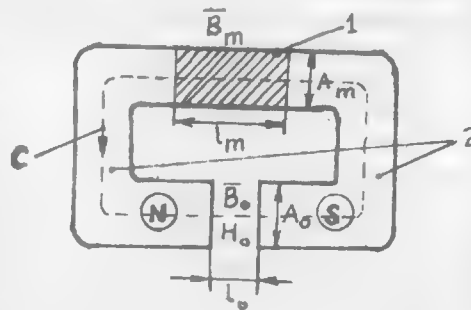


Fig. 5.2.

nind de la un model simplificat, fig. 5.2, care cuprinde un magnet permanent de lungime l_m (1) și piesele polare feromagnetice (2) despărțite de întrefierul de lungime l_0 .

Se presupune că magnetizarea s-a făcut în circuitul magnetic închis nesaturat ($\mu_{Fe} = \infty$), după care s-a realizat întrefierul de lungime l_0 . Dacă se aplică legea circuitului magnetic pe conturul închis C, se obține:

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = H_m l_m + H_0 l_0 = 0, \quad (5.3)$$

de unde rezultă:

$$H_m = -\frac{l_0}{l_m} H_0, \quad (5.4)$$

H_m fiind intensitatea cîmpului magnetic, „de demagnetizare” (este contrar ă lui H_0).

Fluxul magnetic în întrefier este:

$$\Phi_0 = B_0 A_0 \quad (5.5)$$

A_0 — secțiunea transversală a întrefierului.

Deoarece intervin și dispersiile de flux, rezultă $\Phi_m > \Phi_0$ sau

$$\Phi_0 = \frac{\Phi_m}{k_\sigma}, \quad B_0 A_0 = \frac{B_m A_m}{k_\sigma}, \quad (5.6)$$

unde k_σ este coeficientul de dispersii-supraunitar și care se poate determina prin metode de calcul folosind calculatoarele numerice sau prin măsurători efectuate pe modele fizice [13]. Pentru configurațiile întâlnite la mașinile electrice acest coeficient ajunge la valori apropiate de 1,1 — 1,2 în cazul magneților scurți, pe bază de oxizi (ferite) și la 2-3 în cazul magneților lungi, metalici (Alnico).

Dacă se mai ține seamă de condițiile reale — întrucît μ_{Fe} nu este infinit — iar la îmbinări mai apar și întrefieruri tehnologice, rezultă că lungimea l_0 trebuie considerată mai mare, adică l_0 devine $k_s l_0$, unde k_s ia valori între 1,1 și 1,4. Relația (5.4) devine

$$H_m = -\frac{k_s l_0}{l_m} H_0 \quad (5.7)$$

Folosind relația de legătură dintre B_0 și H_0

$$B_0 = \mu_0 H_0, \quad (5.8)$$

se obține, din (5.6) și (5.7)

$$H_m = \frac{-k_s}{k_\sigma} \cdot \frac{l_0}{l_m} \cdot \frac{A_m}{A_0} \cdot \frac{B_m}{\mu_0} = \frac{-k_s}{k_\sigma} \cdot \frac{l_0}{l_m} \cdot \frac{A_m}{A_0} \cdot \frac{1}{\mu_0} B_m, \quad (5.9)$$

adică $H_m = f(B_m)$ este o dreaptă care trece prin origine, 2, fig. 5.3, numită „dreaptă caracteristică”. Punctul de funcționare al magnetului este A, situat la intersecția dintre curba de demagnetizare 1 și dreapta caracteristică 2, fig. 5.3.

Panta dreptei 2 este:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B_m}{H_m} = \frac{-k_\sigma}{k_s} \cdot \frac{l_m A_0}{l_0 A_m} \mu_0 \quad (5.10)$$

Mărimea

$$k_m = \frac{k_s l_0 A_m}{k_\sigma l_m A_0} \quad (5.11)$$

se numește „factor de demagnetizare”.

Dacă se înmulțesc relațiile (5.6) și (5.7), ținând seama de (5.8), se obține

$$\frac{B_0^2}{\mu_0} (A_0 l_0) = -\frac{(B_m H_m)}{k_s k_\sigma} (A_m l_m) \quad (5.12)$$

Sau:

$$\frac{k_\sigma k_s}{\mu_0} B_0^2 V_0 = -W_m V_m, \quad (5.13)$$

unde s-au introdus volumele: întrefierului, $V_0 = l_0 A_0$, și magnetului, $V_m = l_m A_m$.

Relația (5.13) arată că: pentru a obține un magnet de volum cât mai mic, pentru o anumită mărime a întrefierului, este necesar să se folosească un material cu energie magnetică cât mai mare sau pentru un anumit material trebuie ca punctul de funcționare să corespundă pe cât posibil situației cînd energia magnetică este maximă (punctul M din fig. 5.1.). Practic, punctul de funcționare se alege la inducții cu (5—10)% mai mari decît B_{mm} .

Dimensiunile magnetului se pot determina din relațiile (5.6) și (5.7).

$$l_m = -\frac{k_s l_0 B_0}{\mu_0 H_m}, \quad A_m = \frac{k_\sigma A_0 B_0}{B_m}, \quad (5.14)$$

unde H_m și B_m sînt coordonatele punctului de funcționare ales, M.

Așadar, pentru un material magnetic cu B_r mare (deci și B_m mare), iar H_c mic (deci și H_m mic) se obține o lungime a magnetului l_m — mare și o secțiune A_m — mică și un factor de scăpări mare. Acești magneti cu inducție remanentă mare sînt numiți magneti remanenti. De asemenea, pentru magneti cu inducții remanente B_r — mici și H_c — mari (magnetii coercitivi) se impun soluții constructive cu lungimi

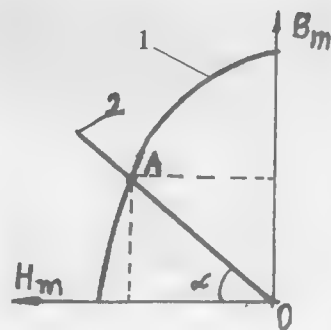


Fig. 5.3.

ale magnetului l_m — mici și secțiunii A_m — mari, pentru care factorii de scăpări sînt mici.

Dacă se presupune un magnet permanent introdus în circuitul magnetic, punctul de funcționare fiind în A, fig. 5.4, și acest magnet este scos din circuit (se demontează mașina), atunci factorul de demagnetizare crește (l_0 — crește) și drept urmare punctul de funcționare se deplasează în A_1 . Dacă se reintroduce magnetul în circuitul magnetic, punctul de funcționare nu se mai deplasează în A, ci într-un punct A' , curba $A_1 A'$ numindu-se „curbă de revenire”. Curbă de revenire se poate aproxima printr-o dreaptă paralelă cu tangenta la curba de demagnetizare în punctul M, (d). Noul punct de funcționare A' corespunde unei inducții mai mici decît cea a lui A.

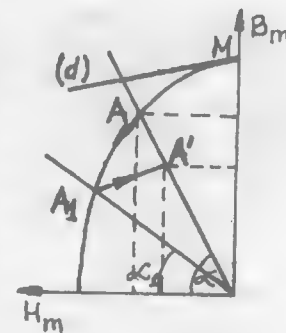


Fig. 5.4.

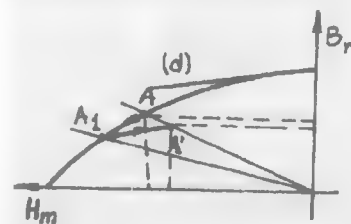


Fig. 5.5.

Așadar, demontarea mașinii are ca efect demagnetizarea sa. Fenomenul nu este la fel de pronunțat dacă curba de demagnetizare este caracterizată prin B_r — mic și H_c — mare, fig. 5.5, întrucît curba de revenire este apropiată de curba de demagnetizare.

Mașinile cu magneti coercitivi (ferite) suportă demontările, în timp ce mașinile cu magneti remanenti (Alnico) nu trebuie demontate, întrucît se demagnetizează. Pentru remagnetizare, se prevăd înfășurări suplimentare plasate în

jurul magnetilor permanenți, mai ales la mașinile cu magneti tip Alnico.

După forma caracteristicii de demagnetizare, magnetii folosiți în construcția de mașini electrice se împart în patru categorii (fig. 5.6): A — ferite (oxizi de fier cu carbonat de bariu) avînd $B_r = 0,38T$ și $H_c = 200kA/m$, B — magneti metalici

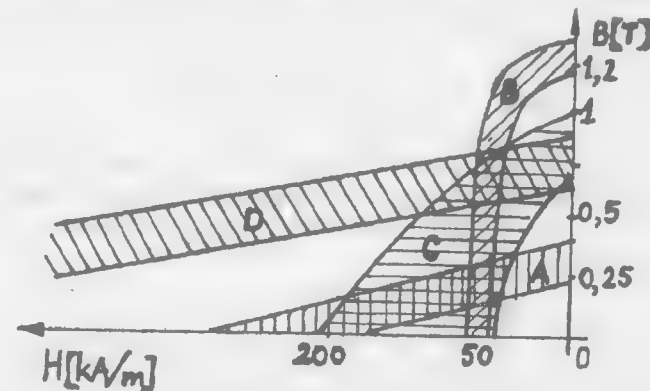


Fig. 5.6.

remanenți (Alcomax), *C* — magneți metalici coercitivi (Hycamax), *D* — magneți pe bază de pământuri rare (*Sm — Co*). Din punct de vedere economic, costul minim pe *KJ* îl au feritele. Materialele de bază ale feritelor, oxid de fier și de stronțiu se găsesc în cantități mari în natură, de asemenea și procesul tehnologic de obținere a lor, presare și sinterizare în câmp magnetic, este destul de simplu. Datorită inducției remanente scăzute, se impune de cele mai multe ori utilizarea unor construcții mai complicate, cu concentratoare de flux și totodată dimensiunile mașinilor sînt mai mari.

Magneții permanenți cei mai cunoscuți sînt cei metalici de tip Alnico (cu cobalt între 10 și 40%), care au inducție remanentă ridicată. Magneții sînt obținuți prin turnare, după ce în prealabil au fost omogenizați la temperaturi ridicate și răciți în câmp magnetic. Performanțe mai bune au magneții anizotropi, cu cristale orientate. Cu cît performanțele magneților sînt mai bune, cu atît crește prețul de cost datorită conținutului ridicat de *Co*.

Magneții permanenți din aliaje *Mn-Al-C* prezintă inducții remanente de 0,58 T, cîmpuri coercitive ridicate, pînă la 260 kA/m, și energii magnetice acceptabile, la un preț de cost scăzut. Încă nu se folosesc masiv la construcția mașinilor electrice.

În grupa *D* intră magneți pe bază de pământuri rare, care prezintă inducții remanente medii, cîmpuri coercitive și energii magnetice maxime ridicate. Prețul de cost ridicat impune folosirea lor numai în situații speciale, la mașini cu gabarit redus.

5.1.2. SERVOMOTOARE CU ROTOR CILINDRIC CU CRESTĂTURI

Din punct de vedere constructiv se apropie mult de mașinile de c.c. clasice. Satorul, cilindric, constituie un jug înconjurat de carcasă, iar înspre interior cuprinde inductorul, sub forma clasică a polilor de excitație care prezintă înfășurări sau a magneților permanenți, iar în unele cazuri atît înfășurări cît și magneți permanenți.

Servomotoarele cu excitație electromagnetică se folosesc în general la puteri mari. Circuitul magnetic se realizează din tole și prezintă, la puteri mari (*SMA*), înfășurări de compensație precum și poli auxiliari (fig. 5.7.a). În ultima vreme, tot mai mult s-a trecut pe utilizarea magneților permanenți de tip Alnico sau ferite.

Varietatea constructivă a servomotoarelor excitate cu magneți permanenți este dictată de caracteristicile diferite ale materialelor folosite.

În fig. 5.7.b, este folosită o soluție constructivă adoptată de firma Blocher, fiind folosiți magneți de tip Alnico cu inducție remanentă mare și cîmp coercitiv mic, magneții avînd aspectul unor poli prevăzuți cu tălpi polare din tole, în scopul reducerii efectului demagnetizant al reacției indusului. Magneții au lungimi mari, iar magnetizarea se face în circuitul magnetic al mașinii montate cu ajutorul unor bobine plasate în jurul magneților.

În fig. 5.7.c, este prezentată o altă variantă care utilizează magneți metalici coercitivi (Tyconal). Magneții sînt plasați pe coardă, iar pentru închiderea cîmpului magnetic se utilizează piese polare speciale plasate între magneți. Carcasa nu prezintă rolul de jug și poate fi realizată din aluminiu turnat.

În cazul celor două variante prezentate, numărul de poli ai mașinii este limitat la 4 — 8 din considerente fizice, fiind cu atît mai mic cu cît dimensiunile mașinii

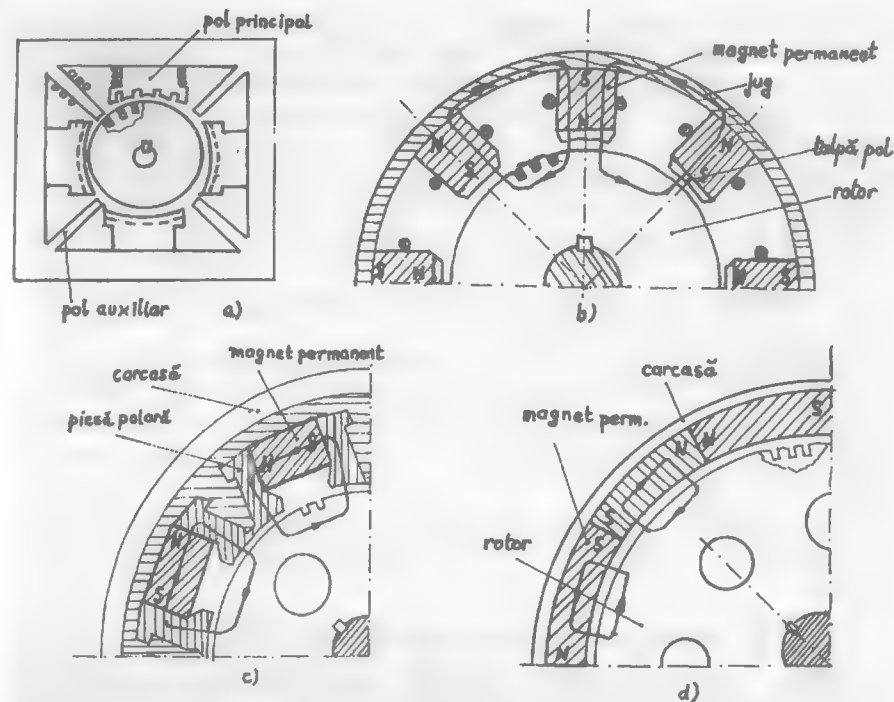


Fig. 5.7.

sînt mai reduse. O reducere a volumului de magneți are loc dacă întrefierul este adus la limite inferioare din considerente mecanice, în schimb sînt amplificate efectele reacției indusului și ale variației reluctanței circuitului magnetic datorită prezenței creștăturilor rotorice.

În fig. 5.7.d, este prezentată o mașină excitată cu ferite. Magneții posedă o lungime mai mică, iar numărul de poli este mai mare (10 — 12). Funcționarea rămîne eficientă și la întrefieruri mari. În varianta figurată nu se utilizează piese polare, ca în fig. 5.7.c, și la care lungimea magneților este mai redusă, iar numărul polilor este mai mare.

Motoarele cu excitație electromagnetică și cu magneți permanenți se folosesc în cazurile cînd se impun coeficienți tensiune/cuplu variabili în anumite limite, fără utilizarea unei surse de tensiune reglabilă. Aceste motoare au, în general, o anumită comportare diferită în cele două sensuri de rotație, de exemplu, viteză mare la cuplu mai mic, într-un sens și viteză mică la cuplu mare, în celălalt sens. Înfășurarea de excitație este divizată: într-un sens fluxul ei este contrar fluxului magnetului permanent, iar în celălalt sens cele două fluxuri au același sens.

Servomotoarele cu rotor cilindric au, în general, lungimea mult mai mare decît diametrul, ceea ce face ca, spre deosebire de motoarele clasice, să prezinte un

moment de inerție mai mic. Totodată, creștăturile sînt deschise pentru a reduce efectele comutației, iar numărul de spire pe secție este redus la minimum (uneori chiar $w_s = 1$). Întrucît aceste motoare trebuie să suporte, în anumite regimuri, șocuri de curent însemnate, în regim nominal se alege densitatea de curent în rotor destul de scăzută.

Vitezele de rotație pentru care se construiesc variază între 500 rad/s la servomotoarele mici cu o pereche de poli și 100 rad/s la servomotoarele mari, avînd 5-6 perechi de poli. Vitezele maxime sînt limitate din considerente mecanice și de comutație.

Creștăturile rotorice se înclină pe direcția generatoarei pentru a limita variațiile de reluctanță a sistemului stator-rotor.

Servomotoarele cu rotor cilindric, *SMU-C*, excitate cu magneti permanenți metalici, utilizate la acționarea avansurilor la mașini-unelte, se construiesc la I. Electromotor-Tișoara. Se construiesc tipodimensiunile avînd cuplurile nominale: 7, 17, 35, 55, 125 Nm, la viteze nominale: 1000, respectiv, 500, 500, 500 și 300 rot/min.

Servomotoarele *SMA*, cu excitație electromagnetică se construiesc la I.M.Rădăuți, fiind utilizate, de asemenea, la acționarea avansurilor pentru mașini-unelte.

5.1.3. SERVOMOTOARE CU ROTOR DISC ȘI ÎNTREFIER AXIAL

Servomotoarele cu rotor disc au căpătat o largă răspîndire în ultimele două decenii, datorită, în primul rînd, faptului că prezintă o constantă de timp redusă în raport cu construcțiile clasice, la aceeași putere. În principiu, aceste servomotoare prezintă un stator sub forma a două flanșe (coroane) circulare feromagnetice, pe una sau pe ambele fiind plasați magneti permanenți și un rotor sub forma unui disc din material plastic (neferomagnetic), pe care este imprimată înfășurarea rotorică, de tip ondulat (fig. 5.8). [22, 23, 24]

Capetele înfășurării imprimate se continuă la partea spre ax a rotorului cu o porțiune mai îngroșată, avînd aspectul unor lamele radiale și care constituie colectorul mașinii. Pe colector calcă periile, contactul dintre perii și colector realizîndu-se astfel pe suprafețe plane. Magnetii permanenți se fixează prin lipire pe coroanele (flanșele) laterale, care îndeplinesc rolul de jug de închidere a cîmpului magnetic. Polii magnetilor, așezați față în față pe cele două flanșe, sînt de semne contrare, cîmpul magnetic închizîndu-se astfel axial (coliniar cu axa arborelui) prin întrefierul mașinii, în care se găsește și discul rotoric. Magnetii plasați pe coroane se succed alternativ pe circumferință, *N-S-N-S-...* Există și variante constructive la care numai una dintre cele două coroane posedă magneti permanenți, celelalte permițînd numai închiderea cîmpului magnetic. La unele construcții, mai ales la cele care sînt echipate cu magneti permanenți metalici (Alnico, de exemplu), în jurul magnetilor permanenți se realizează bobine cu rolul de magnetizare a mașinii în stare montată. De obicei, sînt plasate două înfășurări (bobinate în cele două sensuri posibile) care, în timpul funcționării, sînt înseriate cu circuitul indusului și au rolul de compensare

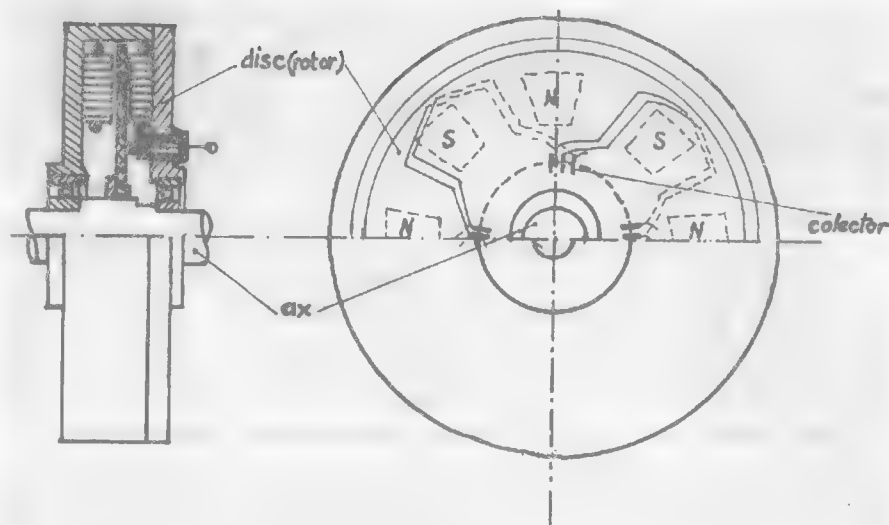


Fig. 5.8.

a fluxului, întărind deci fluxul magnetilor permanenți, atît pentru cazul alimentării mașinii corespunzător unui sens de rotație, cît și pentru cazul alimentării mașinii în celălalt sens de rotație. Din acest motiv este indicat ca la conectarea la sursă a servomotorului să se țină seama de polaritatea sursei, corelată cu sensul de rotație dorit.

Înfășurarea rotorică, realizată în general din cupru (în ultima vreme s-au construit și înfășurări din Al), se obține prin metoda matrițării (ștanțării) sau prin metoda corodării.

În prima metodă se utilizează tablă de *Cu* (de 0,2 mm grosime), care este ștanțată, corespunzător cu forma înfășurării ce se cere realizată și care apoi se lipește cu rășini epoxidice pe discul de material plastic sau din fibre de sticlă. Conductoarele plasate astfel pe cele două fețe ale discului (pe o față conductoarele de ducere — cu linie plină în fig. 5.8 și pe cealaltă față conductoarele de întoarcere — cu linie întreruptă) se sudează la capete prin fascicul de electroni sau chiar prin scînteii, legătura străbătînd discul sau mai frecvent ocolind discul prin zona de diametru maxim.

Prin cea de a doua metodă, circuitele imprimate se obțin asemănător cu circuitele folosite în schemele electronice. Se lipește foaia de cupru pe suportul electroizolant (disc), se acoperă cu un strat protector porțiunea înfășurării ce trebuie să rămînă pe disc, se supune discul procesului de corodare chimică, astfel încît este înlăturată porțiunea din foaia de cupru care nu este necesară.

Discul electroizolant trebuie să aibă o rigiditate mecanică deosebită și să reziste la temperaturi ridicate (peste 200°C). Rotorul-disc se lipește pe o flanșă, solidară cu axul mașinii și care uneori poartă și palete de ventilație. La puteri mai mari se cere

o consolidare a discului între două flanșe, care asigură și centrarea, eliminând totodată și fenomenele de dezlipire a discului în condiții de suprasarcini, când pot apărea și eforturi axiale datorate imperfecțiunilor constructive inerente. La puteri mari, întrucât suprafața discului este limitată, se folosesc discuri suprapuse (2 sau 3), înfășurările conectându-se în serie. Creșterea numărului de discuri suprapuse este limitată, deoarece în aceeași măsură crește și mărimea întrefierului mașinii. Diametrele discurilor folosite se găsesc între 60 — 500 mm.

Utilizarea circuitelor imprimate în construcția servomotoarelor electrice prezintă unele avantaje tehnico-economice și funcționale: — servomotoarele cu rotor disc au caracteristici mecanice și de reglaj liniare, întrucât rotorul nu prezintă fier, reacția indusului și comutația prezintă influențe reduse; — constantele de timp electrice sînt reduse (chiar sub 0,1 ms), deși constantele mecanice se mențin încă ridicate, creșterea razei de rotație a discului compensează oarecum diminuarea greutății discului; — economiile de cupru sînt însemnate, întrucât la rotorul cu circuit imprimat se poate lucra cu densități mari, 45 A/mm², față de 5 A/mm² la construcțiile clasice; — posibilitățile de automatizare a procesului tehnologic de obținere a rotorului disc conduc la economii de manoperă și reducerea prețului de cost; — randamentul este mai bun, pe de o parte datorită folosirii magneților permanenți, iar pe de altă parte absenței pierderilor de putere în fierul rotorului și al diminuării pierderilor prin ventilație, conductoarele rotorului nefiind introduse în creștături; — greutate specifică mică; etc.

Există, totuși, și o serie de dezavantaje ale acestor mașini: numărul limitat de conductoare active pe suprafața discului limitează tensiunea aplicată (30 — 60 V pe disc) precum și puterea; viteza de rotație scăzută (2 — 3000 rot/min) care este limitată atît din considerente mecanice cît și de pierderile suplimentare în conductoarele rotorice; întrefierul mare, mai ales cînd se utilizează mai multe discuri înseriate, conduce la creșterea volumului magneților permanenți, etc.

Datorită unei geometrii adecvate, a greutății reduse, a constantei de timp mici, aceste servomotoare se utilizează la aplicații de mică putere, avansuri la mașini-unelte, servovalve, în industria chimică, textilă, medicină, calculatoare, etc.

La noi în țară a început construcția acestor servomotoare cu 20 de ani în urmă la I.C.P.E. — București, iar în momentul de față se construiesc la I.F.M.A. — București, servomotoarele avînd cupluri nominale în domeniul 0,6 — 35 Nm, cu viteze nominale pînă la 3000 rot/min. Seria SMU (SMU-ES) prezintă puteri între 180 — 5500 W la tensiuni de alimentare între 24 și 170 V și au ca domenii de utilizare acționarea avansurilor la mașini-unelte, acționarea roboților industriali, etc.

5.1.4. SERVOMOTOARE CU ROTOR CILINDRIC FĂRĂ CRESTĂTURI

Așa cum s-a văzut, prezența creștăturilor rotorice conduce la apariția unor oscilații ale cuplului între două limite, întrucît, în timp, se modifică reluctanța circuitului magnetic stator-rotor, deci a fluxului polar, atunci cînd o creștătură intră sub talpa polară față de cazul cînd un dinte rotorice intră sub talpa polară. Aceste oscilații ale cuplului duc la o rotire neuniformă a rotorului, fenomen supărător mai

ales la viteze mici, cînd se impun domenii largi de reglaj al vitezei, de exemplu 1 : 40.000.

Înfășurările rotorice se plasează la exteriorul rotorului feromagnetic neted (în întrefierul rotor-stator), fiind înglobate în rășini epoxidice și consolidate cu fibră de sticlă, fig. 5.9.

Această construcție prezintă un întrefier mărit, deci în general, gabaritul crește față de mașinile cu rotor crestătat. Prezintă, în schimb, unele performanțe mai bune în regim tranzitoriu. Constantele de timp sînt de 2-4 ms. De obicei, se construiesc cu rapoarte mari între lungime și diametru. Excitația e realizată cu magneți permanenți sau este electromagnetică. Puterile acestor mașini sînt limitate, de aproximativ 3 kW.

5.1.5. SERVOMOTOARE CU ROTOR ÎN FORMĂ DE PAHAR, NEFEROMAGNETIC

În scopul micșorării constantelor de timp ale servomotoarelor și a înlăturării efectelor negative a prezenței creștăturilor, se construiesc mașini la care înfășurarea rotorică se plasează în întrefierul stator-rotor, fiind așezată pe un pahar neferomagnetic, din rășini sau material plastic, iar rotorul interior, neted, din material feromagnetic devine un al doilea stator, avînd rolul de închidere a liniilor de cîmp magnetic.

Construcția acestor servomotoare derivă, deci din cea prezentată în fig. 5.9, la care înfășurările rotorice, împreună cu suportul lor neferomagnetic, nu mai sînt solidare cu rotorul neted interior (fig. 5.10).

La unele construcții mai noi s-a renunțat la suportul neferomagnetic rotorice, înfășurările, consolidate cu ajutorul unor rășini, avînd aspectul unui coș sau coajă. Tehnologia de realizare a înfășurărilor și în general a rotorului este de multe ori complicată, asemănătoare cu cea utilizată la obținerea rotorului disc, sau pur și simplu prin bobinarea spiră cu spiră pe un suport special, care apoi se deformează convenabil.[24]

Diametrul acestor motoare este cam 1/2 — 1/3 din lungime, ceea ce conduce la obținerea unor constante de timp reduse, momentul de inerție reducîndu-se cam de 10 ori față de construcțiile clasice.

Întrucît rotorul nu prezintă fier, constanta electrică de timp este redusă (sub 0,1 ms). Cu aceste motoare s-au realizat accelerații de 1200 rot/min/ms.

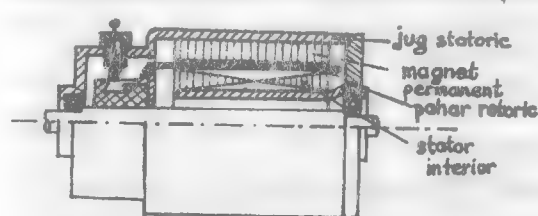


Fig. 5.10.

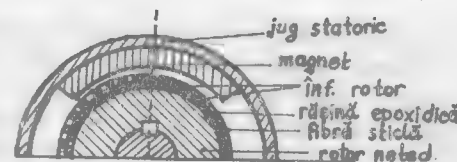


Fig. 5.9.

Servomotoarele cu rotor pahar se utilizează la antrenarea perifericelor calculatoarelor, în aparatura profesională de redare și înregistrare a sunetelor, etc.

Colectoarele servomotoarelor de c.c. se execută din lamele de cupru electrotehnic

presate pe butuci din material plastic, lamelele sînt izolate între ele prin folii de mică sau rășini polimerice. La aceste construcții se înfîlnesc și colectoare radiale, sub forma unor lamele izolate între ele, plasate în exteriorul fundului paharului, contactul perie-colector realizîndu-se pe suprafețe plane.

Periile sînt din bronz grafitat sau argint, în general, cu conținut de metal ridicat, pentru reducerea căderilor de tensiune. Uzura periei depinde de presiunea de apăsare, de curentul prin perie, de presiunea atmosferică, etc. În aplicații pretențioase, zgomotul periilor trebuie redus la minimum, caz în care se preferă perii din grafit pur.

Lagărele servomotoarelor se realizează, de obicei, cu rulmenți. La turații foarte mari, funcționarea rulmenților nu mai este silențioasă, motiv pentru care sînt preferate lagărele de alunecare de bronz sau molibden. Ungerea acestor lagăre pune în general probleme, de aceea se mai utilizează și așa-zisele lagăre cu pernă de aer.

Servomotoarele folosite în sistemele automate sînt cuplate mecanic cu traducătoare diverse (tahogeneratoare, transformatoare rotative, etc.) care se introduc direct sub aceeași carcasă. De asemenea, există unele aplicații în care se impune ca la dispariția comenzii, viteza servomotorului să ajungă la zero în cel mai scurt timp, de aceea este necesară folosirea unei frîne cu magnet permanent, de exemplu, înglobată în interiorul carcasei, fapt ce complică construcția.

5.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE A SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU CARACTERISTICILE MECANICE ȘI DE REGLAJ

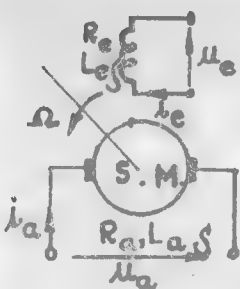


Fig. 5.11.

Ecuatiile de funcționare a servomotoarelor de c.c. se deduc din ecuațiile mașinii electrice generalizate, model $DQ - dq$, rel. (2.85).

5.2.1. ECUAȚIILE SERVOMOTORULUI DE C.C. CU EXCITAȚIE SEPARATĂ

Schema de principiu a servomotorului cu excitație separată este prezentată în fig. 5.11.

Ecuatiile celor două circuite, de excitație și al indusului, se deduc din rel. matricială (2.85), unde se renunță la liniile și coloanele 1 și 3, iar indicii D și q sînt înlocuiți cu e respectiv a .

Se obțin ecuațiile de tensiuni:

$$\begin{cases} u_e = (R_e + L_e s) i_e \\ u_a = p \Omega M_{ae} i_e + (R_a + L_a s) i_a \end{cases} \quad (5.15)$$

Expresia cuplului electromagnetic se deduce din rel. (2.113), unde $i_D = 0$, $i_q = 0$. Rezultă:

$$M_e = p M_{ae} i_e i_a, \quad (5.16)$$

M_{ae} este inductanța mutuală dintre înfășurarea de excitație și cea a indusului ($M_{ae} = M_{qa}$).

În regim staționar ecuațiile (5.15) și (5.16) devin:

$$U_e = R_e i_e, \quad U_a = p \Omega M_{ae} i_e + R_a i_a, \quad M_e = p M_{ae} i_e i_a \quad (5.17)$$

După cum se vede din aceste relații, caracteristicile servomotorului sînt influențate de tensiunile aplicate indusului, U_a , respectiv excitației, U_e .

5.2.1.1. Comanda prin indus

În acest caz tensiunea aplicată înfășurării de excitație este constantă

$$U_e = U_{eN} \quad (5.18)$$

U_{eN} — fiind tensiunea de excitație nominală.

Dacă se introduce notația:

$$k_e \Psi_{ae} = p M_{ae} i_e, \quad (5.19)$$

se obțin ecuațiile:

$$U_e = R_e i_e, \quad U_a = k_e \Psi_{ae} \Omega + R_a i_a, \quad M_e = k_e \Psi_{ae} i_a \quad (5.20)$$

Coeficientul de semnal al tensiunii indusului, definit prin

$$\lambda = \frac{U_a}{U_{eN}} \quad (5.21)$$

și introdus în relațiile (5.20), conduce la ecuațiile:

$$\lambda U_{eN} = c U_{eN} \cdot \Omega + R_a i_a, \quad M_e = c U_{eN} i_a, \quad i_e = U_{eN} / R_e, \quad (5.22)$$

unde: $c = k_e \Psi_{ae} / U_{eN}$ este o constantă.

Pentru obținerea caracteristicilor mecanice și de reglaj în mărimi relative se introduc: viteza nominală de mers în gol Ω_0 , adică viteza motorului în regimul cînd $U_a = U_{eN}$ ($\lambda = 1$), iar cuplul este nul și cuplul nominal de pornire, M_{pN} cînd $U_a = U_{eN}$, iar viteza este nulă.

Aceste mărimi sînt obținute din relațiile (5.22), anume:

$$\Omega_0 = \frac{U_{eN}}{k_e \Psi_{ae}} = \frac{1}{c}, \quad M_{pN} = c \frac{U_{eN}^2}{R_a} \quad (5.23)$$

Mărimile reale Ω și M_e se raportează la Ω_0 respectiv M_{pN} , obținîndu-se valorile relative, viteza, respectiv cuplul relativ:

$$\frac{\Omega}{\Omega_0} = \nu, \quad \frac{M_e}{M_{pN}} = m \quad (5.24)$$

Ecuatiile (5.22) devin, după împărțirea prin U_{eN} și introducerea notațiilor (5.24),

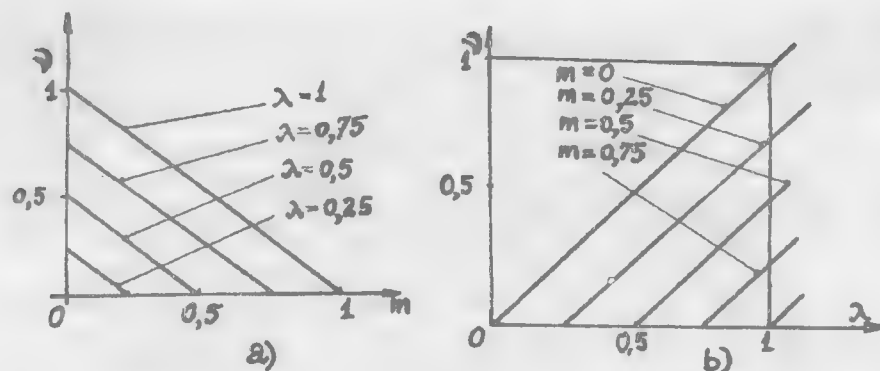


Fig. 5.12.

$$\lambda = v + m \text{ sau } v = \lambda - m \quad (5.25)$$

Caracteristicile mecanice în mărimi relative $v = f(m)$ la $\lambda = \text{ct.}$ și caracteristicile de reglaj al vitezei $v = f(\lambda)$ la $m = \text{ct.}$ se reprezintă în fig. 5.12.a,b.

Teoretic aceste caracteristici sînt liniare și paralele. În practică se constată totuși unele abateri de la liniaritate datorate influenței reacției indusului, reacției spirelor în comutație precum și căderii de tensiune la perii.

De o deosebită importanță practică se constată a fi dependența puterii mecanice funcție de viteză.

Puterea mecanică (utilă) rezultă din bilanțul de puteri:

$$P_m = P_a - R_a I_a^2 \quad (5.26)$$

P_a — este puterea absorbită de motor, prin indus.

Din relația (5.22 — 1) se deduce:

$$I_a = \frac{U_{eN}}{R_a} (\lambda - v) \quad (5.27)$$

iar

$$P_a = U_a I_a = \frac{U_{eN}^2}{R_a} \lambda (\lambda - v) \quad (5.28)$$

Relația (5.26) devine:

$$P_m = \frac{U_{eN}^2}{R_a} (\lambda v - v^2) \quad (5.26')$$

Puterea mecanică P_m se raportează la puterea absorbită în momentul pornirii:

$$P_{ap} = \frac{U_{eN}^2}{R_a}, \quad \frac{P_m}{P_{ap}} = \pi_m \quad (5.29)$$

și rezultă:

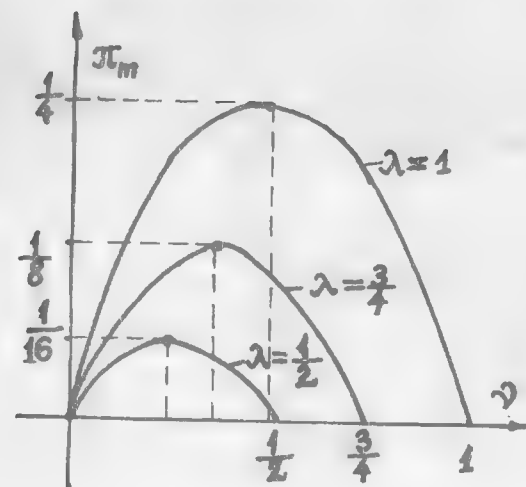


Fig. 5.13.

$$\pi_m = \lambda v - v^2 \quad (5.30)$$

Curbele de variație ale puterii mecanice relative $\pi_m = f(v)$ se reprezintă în fig. 5.13. Puterile maxime relative se obțin la viteze obținute din egalarea cu zero a derivatei

$$\pi'_m(v) = \lambda - 2v = 0; \quad v = \frac{\lambda}{2} \quad (5.31)$$

și rezultă:

$$\pi_{m\max} = \frac{\lambda^2}{4} \quad (5.32)$$

Puterea mecanică maximă are, de exemplu, valoarea 1/4 când $\lambda = 1$ și se obține pentru $v = 1/2$. Randamentul motorului în acest caz este de 50%.

Randamentul se poate obține ca raport al puterilor P_m și P_a , adică:

$$\eta = \frac{P_m}{P_a} = \frac{v}{\lambda} \quad (5.33)$$

Pentru un anumit λ randamentul este mai bun la viteze mai mari, adică este mai convenabil să se lucreze pe porțiunea descendentă a caracteristicilor din fig. 5.13.

Puterea mecanică relativă se mai poate exprima și prin relația:

$$\pi_m = m \cdot v \quad (5.34)$$

Astfel, se obține imediat, din relația (5.25)

$$\lambda v = v^2 + mv \text{ sau } \pi_m = mv = \lambda v - v^2 \quad (5.35)$$

tocmai relația (5.30).

5.2.1.2. Comanda prin excitație

Tensiunea aplicată indusului rămâne constantă $U_a = U_{aN}$, în timp ce tensiunea aplicată înfășurării de excitație, deci și curentul de excitație, este variabil.

Coefficientul de semnal în tensiune este:

$$\lambda = \frac{U_e}{U_{aN}} \quad (5.36)$$

Din ecuațiile (5.17) se obțin relațiile:

$$\lambda U_{aN} = R_e I_e, U_{aN} = p \Omega M_{ae} \frac{\lambda U_{aN}}{R_a} + R_a I_a, M_e = p M_{ae} \frac{\lambda U_{aN}}{R_e} I_a \quad (5.37)$$

Făcînd notația:

$$\frac{p M_{ae}}{R_e} = \Omega_0 = \frac{1}{c}, \quad (5.38)$$

se obține a doua ecuație din (5.37), sub forma

$$U_{aN} = c' \Omega \lambda U_{aN} + R_a \frac{R_e M_e U_{aN}}{p M_{ae} \lambda U_{aN}^2}, 1 = \nu \lambda + \frac{m}{\lambda}, \quad (5.39)$$

unde cuplul de pornire se obține pentru $\lambda = 1$ și $\Omega = 0$, adică

$$M_p = \frac{p M_{ae} U_{aN}^2}{R_a R_e} \quad (5.40)$$

Caracteristicile mecanice $\nu = f(m)$ pentru $\lambda = \text{ct.}$ se deduc din rel. (5.39)

$$\nu = \frac{1}{\lambda} - \frac{m}{\lambda^2} \quad (5.41)$$

În fig. 5.14 se reprezintă dependențele $\nu = f(m)$ pentru diverși λ .

Caracteristicile de reglaj ale vitezei $\nu = f(\lambda)$ pentru $m = \text{ct.}$ se obțin de asemenea din rel. (5.39) și sînt reprezentate în fig. 5.15. Dependențele $\nu = f(\lambda)$ pentru $m = \text{ct.}$ sînt neunivoce, adică există, pentru un anumit cuplu constant pe arbore, două valori ale lui λ (deci două valori pentru tensiunea de excitație), la care viteza de rotație relativă ν are aceeași valoare impusă. Acest fapt constituie un dezavantaj al comenzii prin excitație, față de comanda prin indus.

Puterea mecanică relativă se deduce după relația (5.34) și are expresia:

$$\pi_m = \lambda \nu - \lambda^2 \nu^2 \quad (5.42)$$

În fig. 5.16 se reprezintă dependența $\pi_m = f(\nu)$ la $\lambda = \text{ct.}$

Indiferent de λ , puterea mecanică relativă trece printr-o aceeași valoare maximă: 0,25.

Comanda prin excitație se utilizează în special la putere constantă.



Fig. 5.14.

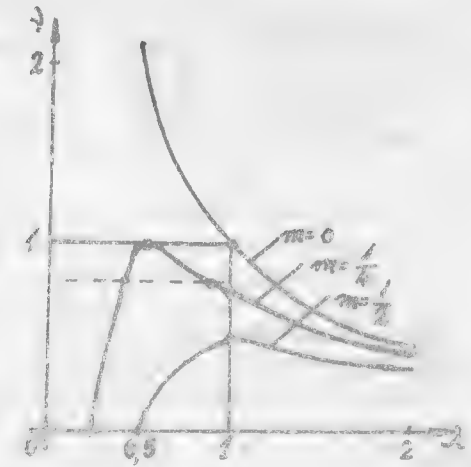


Fig. 5.15.

O variantă a comenzii prin excitație se obține dacă înfășurarea de excitație se alimentează nu de la o sursă de curent constant, ci de la o sursă de tensiune constantă, care în care se utilizează în circuitul de indus surse electronice de alimentare cu buclă de curent constant.

În concluzie, comanda prin indus prezintă unele avantaje importante în raport cu comanda prin excitație: reglaj al vitezei în limite largi, cu posibilitatea reversării sensului, caracteristici mecanice liniare și univoce, constantă de timp a comenzii mică, etc., fapt care o impune mai ales în automatizări pe comprese.

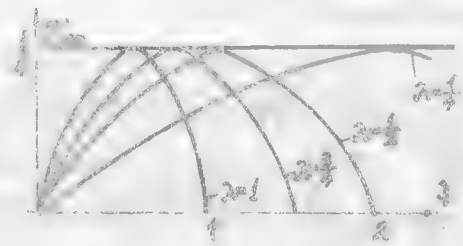


Fig. 5.16.

5.2.2. COMANDA SERVO MOTORULUI DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE SERIE

5.2.2.1. Generalități

Servomotorul de c.c. cu excitație serie se utilizează la unele acționări industriale unde se cere cuplu mare de pornire, la demararea motoarelor termice, la acționarea unor motoare de reostate în scheme de automatizare, la ștergătoare de parbriz, etc.

Împiedicarea folosirii sale în sisteme automate este limitată de incapacitatea modului de sensului de rotație odată cu schimbarea polarității tensiunii de comandă și de faptul că, în general, caracteristicile mecanice și de reglaj nu sînt liniare.

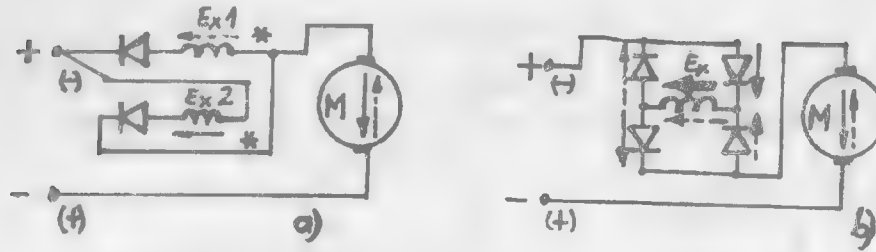


Fig. 5.17.

Schimbarea sensului de rotație a servomotoarelor serie se poate realiza dacă se utilizează scheme cu diode (fig. 5.17).

În fig. 5.17.a, servomotorul are două înfășurări de excitație serie, fiecare din ele corespunde la câte un sens de rotație. Schimbarea polarității tensiunii de alimentare duce la modificarea curentului prin indus, fluxul păstrându-și sensul. În fig. 5.17.b, servomotorul posedă o singură înfășurare de excitație alimentată printr-o punte cu diode. Schimbarea polarității tensiunii de alimentare modifică numai sensul curentului prin indus.

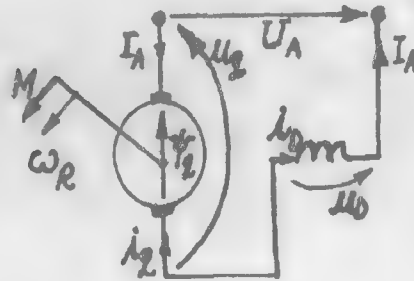


Fig. 5.18.

5.2.2.2. Ecuația servomotorului cu excitație serie

În fig. 5.18 este prezentată schema servomotorului cu excitație serie dedusă din schema mașinii electrice generalizate, la care lipsesc periile din axa d rotorică și înfășurarea statorică din axa Q.

Ecuațiile servomotorului serie se deduc din rel. (2.85); în regim staționar existând relațiile:

$$\begin{cases} i_d = 0, i_Q = 0, i_D = -i_q = I_A, s = 0 \\ -u_q + u_D = U_A, u_d = 0, u_D = U_e, \omega_R = p\Omega \\ R = R_a, R_D = R_e, R_A = R_e + R_a, M_D = M_{ae} \end{cases} \quad (5.43)$$

Se obțin astfel ecuațiile de tensiuni și expresia cuplului:

$$\begin{cases} U_e = R_e I_A, U_A = p\Omega M_{ae} I_A + R_A I_A \\ M_e = p M_{ae} I_A^2 \end{cases} \quad (5.44)$$

Folosind notația $pM_{ae} = k'_e$, se obțin ecuațiile:

$$U_A = R_A I_A + k'_e \Omega I_A, M_e = k'_e I_A^2 \quad (5.45)$$

Cînd viteza unghiulară Ω este nulă și tensiunea aplicată servomotorului este cea nominală $U_A = U_{AN}$ se obțin: curentul de pornire și respectiv cuplul de pornire nominal, adică:

$$I_{Ap} = \frac{U_{AN}}{R_A}; M_{pN} = k'_e \frac{U_{AN}^2}{R_A^2} \quad (5.46)$$

Deoarece viteza de mers în gol ideal al servomotorului (cînd $I_A = 0$) este infinită (după rel.5.45), este necesară raportarea vitezei la o altă valoare, anume la aceea pe care o posedă servomotorul cînd curentul prin indus este egal cu jumătate din valoarea sa la pornire. Această consecință este realistă și, după cum se va vedea în continuare, corespunde chiar situației cînd puterea mecanică a motorului este maximă. Așadar, viteza servomotorului se va raporta la această valoare care se ia drept mărime de referință Ω_N , [26]

$$\Omega_N = \frac{U_{AN} - R_A I_{Ap}/2}{k'_e I_{Ap}/2} \quad (5.47)$$

Se introduc în rel. (5.45): cuplul relativ, viteza relativă, respectiv coeficientul de semnal de tensiune, adică:

$$m = M_e/M_{pN}, v = \Omega/\Omega_N, \lambda = U_A/U_{AN} \quad (5.48)$$

și se obține ecuația în mărimi relative a servomotorului comandat în tensiune:

$$\lambda = \sqrt{m} + v\sqrt{m} \text{ sau } v = \frac{\lambda}{\sqrt{m}} - 1 \quad (5.49)$$

În fig. 5.19.a, se reprezintă familia de caracteristici mecanice $v = f(m)$ pentru diverși λ (diverse tensiuni U_A aplicate).

Curbele A, B și C arată că, odată cu micșorarea tensiunii aplicate, variația de viteză, pentru o anumită variație a cuplului, este din ce în ce mai pronunțată. De

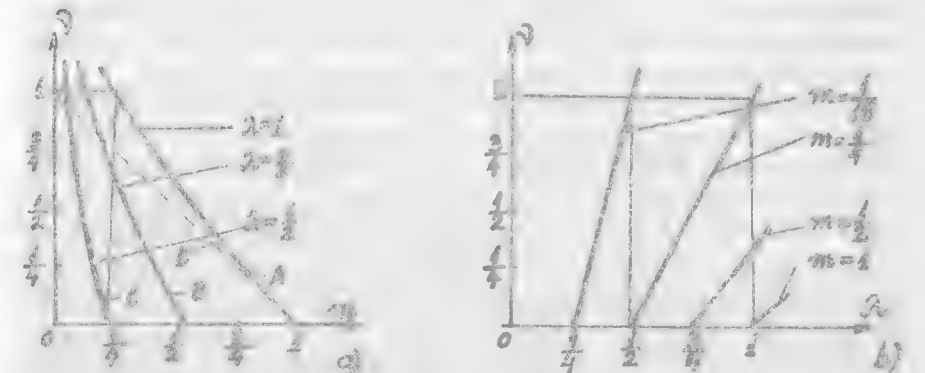


Fig. 5.19.



Fig. 5.20.

$m = 1$ panta devine 1, egală cu cea din cazul servomotorului cu excitație separată.

Pentru a analiza dependența puterii mecanice (de viteza de rotație) se introduce valoarea sa relativă

$$\pi_m = P_m/P_{Ap}, \quad (5.50)$$

unde P_{Ap} este puterea absorbită de motor de la rețea în momentul pornirii, $P_{Ap} = U_{AN}^2/R_A$, la $\Omega = 0$.

Puterea mecanică se obține din bilanțul de puteri (5.26) sau direct din relația (5.49), anume

$$\sqrt{m} = \frac{\lambda}{1+\nu}; \quad m = \frac{\lambda^2}{(1+\nu)^2}; \quad m\nu = \pi_m = \frac{\nu\lambda^2}{(1+\nu)^2} \quad (5.51)$$

În fig. 5.20 este reprezentată familia de caracteristici $\pi_m = f(\nu)$ pentru diverși λ . Se constată că puterea mecanică trece totdeauna prin valoarea maximă la $\nu = 1$. Se justifică astfel faptul că mărimea de referință aleasă pentru viteza motorului corespunde situației, când puterea mecanică a motorului este maximă. Valorile maxime ale puterii mecanice sînt proporționale cu pătratul coeficientului de semnal. Maximul puterii mecanice relative este 1/4 pentru $\lambda = 1$ și corespunde la o valoare a curentului absorbit egală cu jumătatea curentului de pornire nominal.

Există situații în practică, de exemplu la instalații de ridicat, care impun folosirea servomotoarelor serie capabile să furnizeze cupluri de valori diferite sau să realizeze viteze de rotație diferite pentru cele două sensuri. În aceste cazuri se adoptă decalarea periiilor din axa neutră, cu un unghi α . Această decalare se mai impune și din motive de ameliorare a comutației, întrucît peste componenta continuă se suprapune și o componentă alternativă a curentului, mai ales cînd mașina se alimentează de la redresoare comandate, regimul fiind mai greu decît în cazul alimentării de la acumulatori, de exemplu.

Schema servomotorului cu excitație serie, avînd periiile decalate din axa neutră, este dată în fig. 5.21.a. Mașina reală se poate înlocui cu un model de mașină generalizată, fig. 5.21.b, avînd două perechi de perii situate în cele două axe d și q ;

asemenea, caracteristicile mecanice sînt mult mai înclinate decît în cazul servomotoarelor cu excitație separată (dreapta D , pentru $\lambda = 1$).

În fig. 5.19.b, se reprezintă caracteristicile de reglaj al vitezei, la cuplu constant, $\nu = f(\lambda)$ pentru $m = \text{ct.}$, deduse din ecuația (5.49). Toate aceste drepte trec prin punctul caracterizat de $\lambda = 0$, $\nu = -1$ (nefigurat pe desen). Pentru

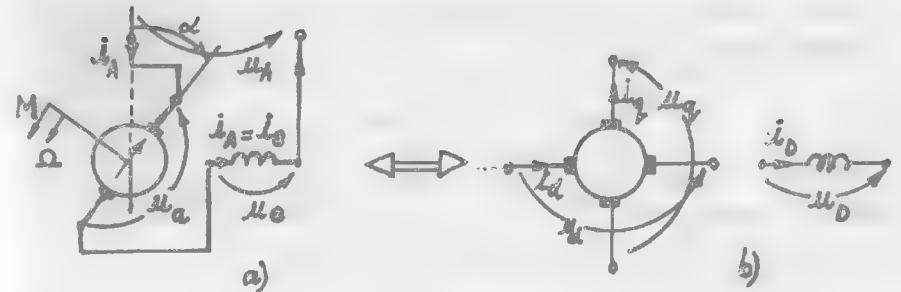


Fig. 5.21.

tensiunile și curenții prin înfășurările rotorului fiind obținute ca proiecții pe cele două direcții, ale tensiunii, respectiv curentului prin periiile reale.

Relațiile de legătură între mărimile care intervin în fig. 5.21.a și 5.21.b sînt:

$$\begin{cases} i_q = -i_A \cos \alpha, & i_d = -i_A \sin \alpha, & u_q = -u_A \cos \alpha, & u_d = -u_A \sin \alpha \\ u_q \cos \alpha + u_d \sin \alpha = -u_A, & i_d = i_A = i_e \end{cases} \quad (5.52)$$

Ecuațiile modelului din fig. 5.21.b se deduc din (2.85), în care se renunță la linia și coloana a doua. În regim staționar se obțin ecuațiile:

$$\begin{cases} U_d = R_D I_D \text{ sau } U_e = R_e I_A \\ U_q = -p\Omega M_D I_D + R_a I_q - p\Omega L_d I_d \\ U_d = p\Omega L_q I_d + R_a I_d \end{cases} \quad (5.53)$$

$$M_e = p \left[-M_D I_D I_q + (L_q - L_d) I_d I_q \right] \quad (5.54)$$

Înmulțind a doua ecuație din (5.53) cu $\cos \alpha$ și pe a treia cu $\sin \alpha$ și adunîndu-le membru cu membru, se obține:

$$\begin{aligned} U_q \sin \alpha + U_d \sin \alpha &= -p\Omega M_D I_D \cos \alpha + R_a I_q \cos \alpha - p\Omega L_d I_d \cos \alpha + \\ &+ p\Omega L_q I_d \sin \alpha + R_a I_d \sin \alpha = \\ &= R_a I_A - p\Omega M_D I_e \cos \alpha + p\Omega \frac{L_d - L_q}{2} I_A \sin 2\alpha \end{aligned} \quad (5.55)$$

S-a ținut seama și de rel. (5.53). Expresia (5.54) a cuplului devine:

$$M_e = p M_D I_e I_A \cos \alpha - p \frac{L_d - L_q}{2} I_A^2 \sin 2\alpha \quad (5.56)$$

Din aceste relații se pot deduce și ecuațiile în mărimi relative.

Din expresia (5.56) se deduc următoarele:

În cazul decalării periiilor față de axa neutră cu un unghi $\alpha < 90^\circ$ în sens invers rotirii rotorului (cazul de față $\alpha > 0$), cuplul motorului cuprinde: a) un prim termen proporțional cu produsul dintre curentul prin indus, curentul prin înfășurarea de excitație precum și cosinusul unghiului de decalaj,

$$M_1 = p M_D I_e I_A \cos \alpha = p M_D \cdot I_A^2 \cos \alpha, \quad I_e = I_A, \quad (5.57)$$

b) un al doilea termen proporțional cu pătratul curentului I_A și sinusul dublului unghiului de decalaj, 2α ,

$$M_2 = p \frac{L_d - L_q}{2} I_A^2 \sin 2\alpha \quad (5.58)$$

La decalarea periilor în sens invers rotirii rotorului, cuplul rezultat M_e se obține ca diferență a acestor două cupluri, iar la decalarea periilor în sensul rotirii rotorului, cuplul rezultat se obține ca sumă a acestor două cupluri.

Cuplul M_2 depinde de diferența inductanțelor mașinii pe cele două axe, $L_d - L_q$, deci de diferența dintre reluctanțele magnetice pe axele respective.

Pentru o mașină cu stator neted cuplul M_2 este nul, iar cuplul rezultat este dat de relația (5.57). Valoarea acestui cuplu este dependentă de unghiul α .

În cazul mașinilor cu poli aparenti pe stator, se poate obține un cuplu diferit de zero, chiar și în condițiile inexistenței înfășurării de excitație ($I_e = 0$), dacă periile sînt decalate din axa neutră cu un unghi α .

Decalarea periilor poate fi utilizată ca metodă de reglare a cuplului și deci a vitezei servomotorului de c.c.

5.3. FUNCȚIILE DE TRANSFER ALE SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Ca element component al sistemelor de reglare automată, servomotorul de c.c. este caracterizat, în regim dinamic, prin funcția sa de transfer. Se va considera cazul servomotorului cu excitație separată, sau excitat cu magneti permanenți, comandat prin indus, cel mai utilizat în sistemele automate. Mărimea de intrare va fi tensiunea u_a aplicată indusului, iar mărimea de ieșire — viteza de rotație Ω (sau unghiul de rotație γ).

5.3.1. CAZUL FUNCȚIONĂRII ÎN SARCINĂ A SERVOMOTORULUI

Ecuția echilibrului de cupluri a servomotorului este:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M_r, \quad (5.59)$$

unde:

$$M_e = c U_e n i_a = c_1 i_a \quad (5.60)$$

este cuplul electromagnetic activ, iar

$$M_r = \alpha \cdot \Omega \quad (5.61)$$

este cuplul rezistent, proporțional, deci, cu viteza de rotație.

Ecuția de tensiuni a indusului (5.15) se scrie:

$$u_a = c_1 \Omega + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (5.62)$$

În formă operațională, $s = d/dt$, ecuațiile (5.59) - (5.62) devin:

$$\begin{cases} Js\Omega = c_1 i_a - \alpha \Omega \\ \underline{U}_a = (R_a + L_a s) i_a + c_1 \Omega \end{cases} \quad (5.63)$$

Eliminînd curentul i_a din cele două ecuații, se obține

$$\underline{U}_a = \frac{c_1^2 + R_a \alpha (1 + T_m s)(1 + T_a s)}{c_1} \Omega \quad (5.64)$$

unde:

$$T_a = \frac{L_a}{R_a}, \quad T_m = \frac{J}{\alpha} \quad (5.65)$$

sînt: constanta de timp a circuitului indusului, respectiv constanta mecanică de timp a motorului, inclusiv a sarcinii pe arbore.

Funcția de transfer, considerînd ca mărime de ieșire viteza unghiulară Ω , este:

$$F(s) = \frac{\Omega}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{1 + \frac{R_a \alpha}{c_1^2} (1 + sT_a)(1 + sT_m)} \quad (5.66)$$

În cazul cînd mărimea de ieșire este unghiul γ , întrucît $\Omega = d\gamma/dt$, adică $\gamma = \Omega/s$ rezultă:

$$F_1(s) = \frac{\gamma}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{s \left[1 + \frac{R_a \alpha}{c_1^2} (1 + sT_a)(1 + sT_m) \right]} \quad (5.67)$$

Dacă constanta de timp electrică T_a este mult mai mică decît constanta de timp mecanică T_m , se neglijează termenii în T_a și rezultă:

$$F_1(s) = \frac{\gamma}{\underline{U}_a} = \frac{k_1}{s(1 + T_m s)}, \quad (5.68)$$

unde: $k_1 = 1/(c_1 + R_a \alpha/c_1)$, iar $T_m = R_a J/(c_1^2 + R_a \alpha)$.

Servomotorul se comportă, din punct de vedere dinamic, ca un sistem avînd două elemente: unul integrator $1/s$ și altul inercial aperiodic $1/(1 + T_m \cdot s)$. Apariția frecării viscoase conduce la îmbunătățirea stabilității sistemului, contribuind la amortizarea oscilațiilor.

În ecuația cuplurilor (5.59) este posibil să intervină și un cuplu rezistent, în general — constant, funcția de transfer ajungînd la o formă mai complicată. Stabilitatea sistemului nu este influențată esențial în acest caz, oricum influența nu poate fi negativă.

Prezintă interes, totuși, cazul cînd cuplurile rezistente pe arbore sînt mici, la limită cînd aceste cupluri sînt nule.

5.3.2. CAZUL FUNCȚIONĂRII ÎN GOL A SERVOMOTORULUI

Ecuatiile servomotorului, în cazul limită a funcționării în gol, sînt

$$\begin{cases} \underline{U}_a = (R_a + L_a s) \underline{I}_a + c_1 \underline{\Omega} \\ J s \underline{\Omega} = c_1 \underline{I}_a \end{cases} \quad (5.69)$$

Eliminînd curentul \underline{I}_a din cele două ecuații, se obțin:

$$F(s) = \frac{\underline{\Omega}}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{1 + T_m s + T_a T_m s^2}; \quad T_m = \frac{R_a J}{c_1^2}, \quad T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (5.70)$$

$$F_1(s) = \frac{\gamma}{\underline{U}_a} = \frac{1/c_1}{s(1 + T_m s + T_a T_m s^2)} \quad (5.71)$$

Stabilitatea servomotorului se analizează după poziția în planul complex al polilor ecuației (5.70)

$$s_{1,2} = -\varepsilon \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \varepsilon^2}, \quad \varepsilon = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}}, \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_m T_a}} \quad (5.72)$$

Întrucît partea reală este totdeauna negativă, rezultă că sistemul este stabil.

Pentru $\varepsilon = 0$ - sistemul este oscilant (neamortizat), aceasta se întîmplă dacă $R_a = 0$, $J = 0$ deci în cazul ideal cînd indusul are rezistență nulă, iar momentul de inerție a rotorului este, de asemenea, nul. Pentru $\varepsilon \in (0, 1)$ - sistemul este amortizat, această situație se obține dacă $T_m < 4T_a$. Pentru $\varepsilon = 1$ răspunsul sistemului este aperiodic critic (amortizat critic), iar pentru $\varepsilon > 1$ - supraamortizat. Expresia vitezei unghiulare $\Omega(t)$, la un semnal treaptă de tensiune $u_a(t)$ aplicată indusului, este

$$\Omega(t) = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t}, \quad (5.73)$$

iar variația în timp a vitezei unghiulare este dată de curbele prezentate în fig. 5.22, după valorile mărimii ε .

Cazurile reale corespund în general condiției $\varepsilon \geq 1$.

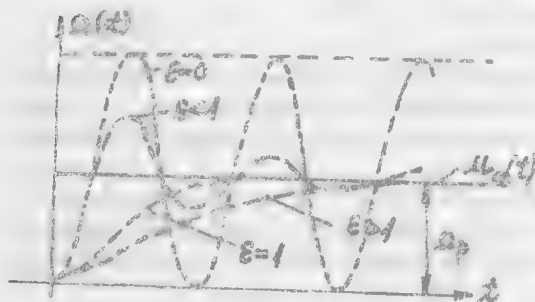


Fig. 5.22.

Funcțiile de transfer ale servomotorului cu excitație serie, comandate prin tensiunea aplicată motorului, se pot aduce la forme apropiate de cele analizate mai sus.

În cazuri reale răspunsul sistemului diferă față de cazurile ideale analizate, întrucît deducțiile care s-au făcut nu au ținut seama de o serie de fenomene secundare sau neliniari-tăți care mai intervin.

5.4. CARACTERISTICILE FIZICE, REALE, ALE SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Ecuatiile caracteristicilor de funcționare a servomotoarelor analizate s-au scris pentru modele ideale de mașini, la care nu s-a ținut seama de anumite fenomene fizice care au totuși, în anumite condiții, influențe deloc neglijabile în funcționarea servomotoarelor. Astfel s-au neglijat frecările statice, iar frecările vîscoase s-au considerat proporționale cu viteza de rotație, căderea de tensiune la perii s-a considerat de asemenea neglijabilă, la fel reacția indusului. Pentru un model apropiat de realitate, la care se consideră excitația constantă, ecuația de tensiuni a indusului are forma: [13]

$$u_a = k_e \Omega \Psi_0(i_e) + R_a(i_a) i_a + L_a(i_a) \frac{di_a}{dt} + \varepsilon(i_a, i_e) + \Delta u_p(i_a), \quad (5.74)$$

iar ecuația de cupluri este:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + M_a + F_m(\Omega) \Omega = \left[k_e \Psi_0(i_e) + \frac{\varepsilon(i_a, i_e)}{\Omega} \right] i_a \quad (5.75)$$

Uneori, în expresia cuplului, se ține seama și de momentul de torsiune al tijei de legătură dintre arbore și sarcină, mai ales la regimuri dinamice cauzate de variații bruște ale sarcinii. Mărimile din ecuațiile (5.74) și (5.75) sînt:

- $\varepsilon(i_a, i_e)$ — căderea de tensiune datorată reacției indusului;
- $\Delta u_p(i_a)$ — căderea de tensiune la contactul perie-colector;
- M_s — cuplul static de frecări;
- $F_m(\Omega)$ — coeficientul frecării vîscoase;
- $\Psi_0(i_e)$ — fluxul total de mers în gol.

Pentru mașinile cu excitație electromagnetică efectul reacției indusului este important, mai ales la curenți mari de excitație, în timp ce la servomotoarele cu magneti permanenți este mai puțin important, fiind neglijabil, $\varepsilon(i_a, i_e) \approx 0$.

Căderea de tensiune la perii este dependentă de curentul de sarcină; pentru curenți ai indusului mai mari decît 30% din valoarea nominală, această cădere se menține aproape constantă, fiind în jur de 1V pentru perii metalice cu contact bun.

Rezistența rotorică depinde de temperatură, care, după cum se știe, depinde de curentul prin indus. Rezistența rotorică $R_a(i_a)$ crește cu 50%, cînd temperatura crește cu 130°C.

Inductanța circuitului rotoric variază cu curentul din indus, mai mult la mașina cu excitație electromagnetică decît la cea cu excitație prin magneti permanenți. De exemplu, la un motor cu excitație electromagnetică inductanța variază, de la $I_a = 0$ la $I_a = 9A$, între limitele 50 mH - 25 mH, în timp ce la un motor cu excitație cu magneti permanenți — de la 1,8 la 1,6 mH.

Ținînd seama de influențele enumerate mai sus, se poate ajunge la un model neliniar de servomotor de c.c. foarte apropiat de cel real. Neconcordanțele dintre modelul neliniar și cel liniar (simplificat) sînt mai pronunțate în ceea ce privește

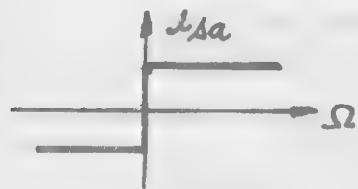


Fig. 5.23

variația în timp a curentului absorbit la pornire, de exemplu, și mai puțin pronunțate pentru variația în timp a vitezei.

La servomotoarele cu excitație prin magneti permanenți, principala sursă de neliniaritate este dată de cuplul de frecare statică. Explicația constă în „prinderea magnetică” a rotorului în anumite poziții, atunci când apar unele excentricități constructive, de exemplu.

Aceste neliniarități sînt foarte pronunțate mai ales cînd este vorba de reglajul vitezei în limite foarte largi 1/5.000 — 1/40.000. În acest caz funcția de transfer nu mai are expresia simplificată corespunzătoare servomotorului liniar.

Ecuția de tensiuni se poate scrie cu aproximații acceptabile:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_1 \Omega, \quad (5.76)$$

iar ecuația cuplurilor

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M_s = c_1(i_a - i_{sa}), \quad (5.77)$$

unde s-a introdus i_{sa} — curentul prin indus corespunzător învingerii cuplului de frecare statică M_s . Acest curent, i_{sa} , are o variație tip releu (fig. 5.23), în raport cu viteza, și are următoarea semnificație fizică: pentru ca motorul să pornească din repaus, este necesar ca prin indus să treacă un curent inițial i_{sa} (cînd viteza este nulă). Așadar, pentru pornirea motorului, trebuie aplicată indusului o tensiune care să producă acest curent. Pentru reglajul vitezei în limite restrînse, la valori mici este necesar ca regulatorul de viteză folosit să fie capabil să țină seama de această neliniaritate pronunțată.

Întrucît, în general, servomotoarele de c.c. sînt alimentate de la redresoare comandate, tensiunea aplicată indusului nu este perfect continuă, de asemenea regimurile tranzitorii care au loc sînt însoțite de modificări ale vitezei în jurul unor valori finale, rezultă că tensiunea indusă se obține ca o sumă dintre o componentă continuă, constantă și o componentă cvasi-armonică. Aceasta determină un curent prin indus compus dintr-o componentă continuă și una alternativă (sinusoidală), deci cuplul are anumite variații în timp, care, la rîndul lor, provoacă variații ale vitezei, preluate de regulatorul de viteză și de care acesta trebuie să țină seama în schema de reglaj.

Chiar și în situațiile cînd tensiunea aplicată indusului este perfect constantă, cuplul electromagnetic al mașinii nu este

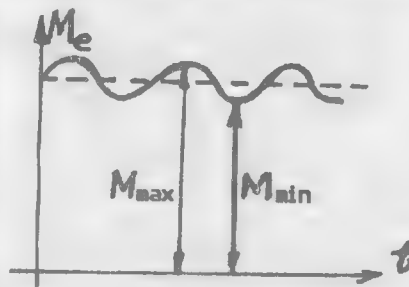


Fig. 5.24.

constant, prezentînd variații în timp în jurul unei valori medii datorită comutației curentului, precum și datorită modificării fluxului de excitație, provocată de variația reluctanței circuitului magnetic în condițiile prezenței creștăturilor (fig. 5.24). Aceste variații ale curentului se manifestă negativ, mai ales la viteze mici, cînd viteza de rotație devine inconstantă, oscilantă.

Se definește coeficientul de ondulație:

$$k_0 = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max} + M_{\min}} \cdot 100 [\%], \quad (5.78)$$

care se impune să aibă valori sub 2% pentru servomotoarele cu reglaj de viteză în limitele 1/10.000. Din acest motiv se iau numere mari de creștături și de lamele de colector la aceste motoare, iar creștăturile rotorice sînt înclinate.

Fenomenele de comutație și de reacție a indusului sînt cele care limitează funcționarea servomotoarelor la anumite valori maxime, în ceea ce privește viteza și cuplul. De asemenea, temperatura de lucru, corespunzătoare clasei de izolație a conductoarelor folosite, impune limitele domeniilor de funcționare. Firmele constructoare delimitează domeniile de funcționare a motoarelor, pe caracteristica $n = f(M)$, așa cum se vede pe fig. 5.25.

Este necesară, deci, definirea parametrilor mașinii; astfel, pentru servomotoarele utilizate la acționarea avansurilor pentru mașini-unelte se definesc:

— **cuplul nominal**, M_N — cuplul dezvoltat de servomotor cu arbore blocat, temperatura înfășurării rotorice nedepășind limita impusă de clasa de izolație, în condiții specificate de ventilație (la alimentarea cu sursă de tensiune perfect continuă);

— **turația nominală**, n_N — cea mai ridicată turație pentru care servomotorul poate dezvolta cuplul nominal, fără a depăși limita de temperatură impusă în condiții date de ventilație, mașina funcționînd timp nelimitat, la o comutație normală;

— **cuplul maxim** — cuplul intermitent maxim ce poate fi dezvoltat în decursul procesului tranzitoriu pe o durată de cel puțin 0,2 secunde la o comutație normală și fără a se produce demagnetizarea magnetilor permanenți;

— **turația maximă** — turația cea mai mare la care servomotorul poate funcționa în regim de scurtă durată, 1 minut, la un cuplu egal cu jumătate din valoarea cuplului nominal, în condiții sigure de comutație.

În fig. 5.26 sînt prezentate recomandările comisiei Interelectro (din fostul CAER) privitoare la domeniul admis de funcționare a servomotoarelor românești (SMU-C).[13]

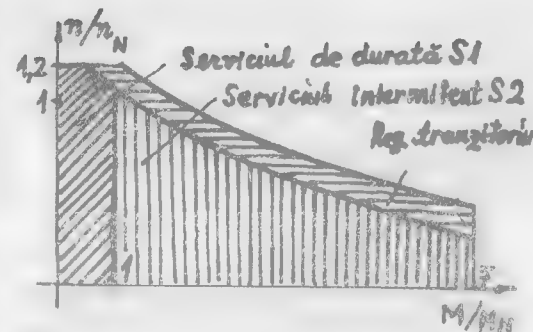


Fig. 5.25.

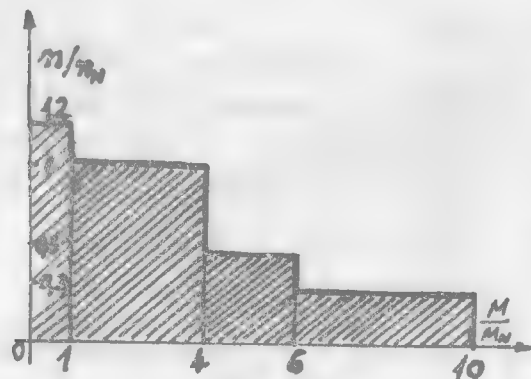


Fig. 5.26.

Din fig. 5.26 se observă că aceste servomotoare trebuie să prezinte un cuplu impulsional de $10 M_N$.

Limitele domeniilor de funcționare se pot extinde, dacă se utilizează ventilatoare suplimentare (răcire forțată).

În general, la servomotoarele de c.c., limitarea cuplului, deci a curentului prin indus, se realizează din sursa de alimentare (prin regulatorul de curent), care își poate modifica mărimea de referință în funcție

de viteză. De asemenea, servomotoarele sînt prevăzute cu relee, bimetal de obicei, care întrerup alimentarea la depășirea limitelor de temperatură.

5.5. COMANDA ELECTRONICĂ A SERVOMOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Comanda servomotoarelor de c.c. se face în aproape toate cazurile prin modificarea tensiunii aplicate indusului. În acest scop se folosesc surse de tensiune reglabile, care cuprind semiconductoare de putere comandate: tiristoare și tranzistoare.

Sursele utilizate la alimentarea servomotoarelor de curent continuu se împart în trei categorii: amplificatoare liniare, variatoare de tensiune continuă (prin impulsuri), redresoare comandate.

5.5.1. AMPLIFICATOARE LINIARE

Etajul final al amplificatoarelor liniare, de obicei în clasa B de funcționare, cuprinde tranzistoare complementare de putere T_1 , T_2 (fig. 5.27). Amplificatorul permite funcționarea servomotorului în cele patru cadrane. Când se comandă baza tranzistorului T_1 , sensul curentului prin motor este figurat prin săgeata I . Inversarea sensului se realizează, dacă T_1 este blocat, în schimb se comandă baza tranzistorului T_2 .

Dacă inițial T_1 este în saturație (T_2 blocat), motorul avînd un anumit sens de rotație

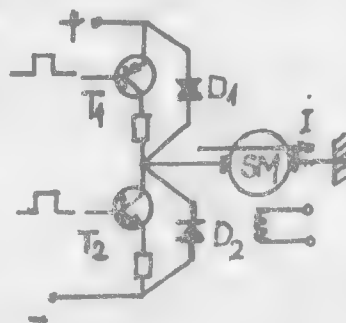


Fig. 5.27.

și se cere frînarea sa, atunci se blochează T_1 și se comandă T_2 , încît mașina devine generator, curentul prin indus schimbîndu-și sensul. În paralel cu tranzistoarele T_1 și T_2 se conectează diodele inverse D_1 și D_2 .

Aceste amplificatoare pot funcționa, teoretic, pe sarcină activă, cu randamente de 60%, dar în cazul alimentării servomotoarelor se obțin randamente de 20-30%. Datorită faptului că prezintă randamente scăzute și necesită surse de alimentare de c.c., amplificatoarele liniare se folosesc la puteri sub 1kW.

5.5.2. VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Variatoarele de tensiune continuă (VTC) sînt convertizoare care reglează circulația de putere în circuite de c.c. după principiul comenzii prin variația frecvenței sau duratei impulsurilor de tensiune. Impulsurile se obțin prin trecerea alternativă în stare de conducție și de blocare a convertizorului. Primele VTC care s-au obținut au folosit contactoare mecanice conectate între sursa de c.c. și indusul motorului. Valoarea medie a tensiunii de ieșire din VTC se poate modifica, teoretic, între zero și valoarea tensiunii sursei. Indiferent de tipul sursei de c.c., se introduce, între sursă și VTC, un filtru absolut necesar funcționării corecte a echipamentului precum și pentru îmbunătățirea performanțelor energetice ale sistemului.

Utilizînd reprezentarea $n = f(M)$ a caracteristicii mecanice a servomotoarelor, după poziția punctului de funcționare în unul din cele 4 cadrane (notate în sens trigonometric pozitiv) și avînd în vedere posibilitățile concrete oferite de VTC, acestea se împart în: sisteme de funcționare într-un singur cadran (motor într-un sens), sisteme de funcționare în două cadrane (motor și frînă cu recuperare), sisteme de funcționare în 4 cadrane (motor în ambele sensuri de rotație și frînă).

În fig. 5.28 este prezentat un sistem care permite inversarea sensului tensiunii la bornele sarcinii, precum și frînarea motorului. În intervalul $(0, T_c)$ sînt în conducție atît VTC-1 cît și VTC-2, motorului i se aplică tensiunea U_a , deci U_s și I_s sînt pozitive, corespunzătoare unui sens de rotație 1 (funcționare în cadranul I). În intervalul $(T_c - T)$ sînt blocate VTC-1 și VTC-2, circuitul se închide prin diodele D_1 și D_2 , borna A a motorului este conectată la -, iar borna B la +, adică tensiunea aplicată motorului este $-U_a$. Curentul prin motor nu circulă decît în sensul figurat, de la borna A la borna B, funcționarea motorului fiind în cadranul IV, deci în regim de frînă.

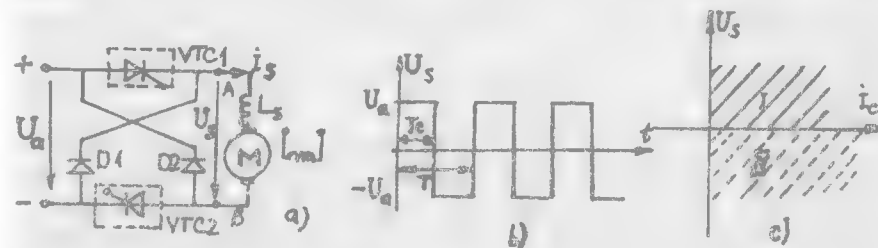


Fig. 5.28.

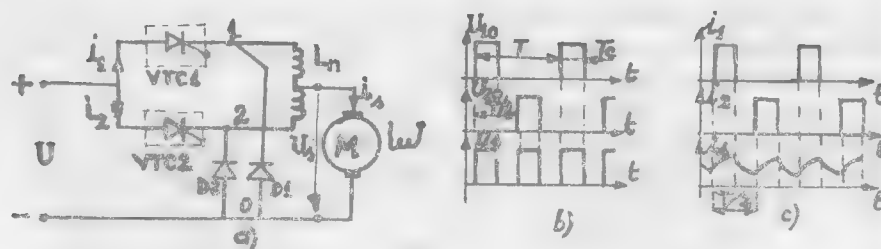


Fig. 5.29.

Valoarea medie a tensiunii U_s , pe o perioadă, depinde de raportul $a = T_c/T$, dintre timpul de conducție a VTC și perioada impulsurilor de comandă. Se poate deduce U_{sm} , adică

$$U_{sm} = \frac{T_c U_a - (T - T_c) U_a}{T} = \frac{2T_c - T}{T} U_a = (2a - 1) U_a \quad (5.79)$$

Rezultă că $U_{sm} > 0$, adică mașina lucrează, global, ca motor, dacă $a > 0,5$.

În fig. 5.29.a este prezentată o altă schemă, cu conținut redus de armonici superioare. VTC-1 și VTC-2 lucrează în paralel cu motorul de c.c. prin divizorul inductiv de tensiune, reprezentat prin bobina de absorbție L_n , care funcționează în regim nesaturat.

Pentru reducerea conținutului de armonici superioare a tensiunii de ieșire și a curentului de intrare, cele două variatoare sînt comandate defazat unul față de celălalt cu o durată egală cu o semiperioadă de tact a variatoarelor. În fig. 5.29.b sînt prezentate tensiunile U_{10} , U_{20} la ieșirea din variatoare, precum și tensiunea la bornele motorului (sarcinii) U_s . Curenții i_1 și i_2 prin cele două variatoare (ideali și curentul prin motor, i_s , sînt reprezentați în fig. 5.29.c. Situațiile de curent întrerupt prin motor, la valori ale lui a reduse, sînt sensibil eliminate, față de cazul utilizării unui singur variator.

În fig. 5.30 este prezentat un sistem care funcționează în patru cadrane. Pentru funcționarea motorului într-un sens de rotație se comandă, de exemplu, variatoarele V_1 și V_2 . Inversarea sensului de rotație se obține dacă se comandă V_3 și V_4 . Diodele $D_1 - D_4$ permit frînarea prin trecerea în regim de generator, mașina furnizînd putere sursei.

Variatoarele de tensiune continuă se pot realiza: cu tranzistoare, cu tiristoare cu stingere pe poartă, cu tiristoare, etc.

Un variator cu tranzistor este prezentat în fig. 5.31. Condensatorul C reprezintă filtrul tampon cu rețeaua, tranzistorul T_1 permite aplicarea tensiunii U_a a motorului, atunci cînd este în stare de saturație (fiind comandat corespunzător cu curentul de bază i_B). În perioada de blocare curentul din motor se închide prin dioda inversă D . Variatoarele cu tranzistoare sînt rentabile mai ales la acționările de mică putere, întrucît, dacă se folosesc tranzistoare de medie putere de comutație, este necesară

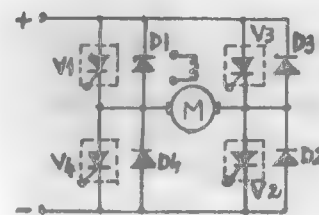


Fig. 5.30.

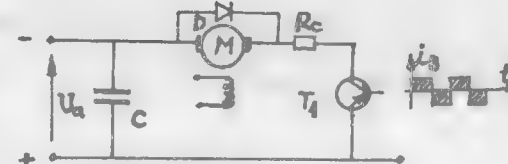


Fig. 5.31.

o putere mică de comandă în bază. Se pot folosi tranzistoare la motoare cu puteri pînă la 20 kW și mai mult. Schema de comandă este destul de simplă.

În ultima vreme s-au construit circuite integrate de putere de comutație cu care pot fi comandate motoare de c.c. pînă la 40 kW. Avantajul acestor circuite integrate constă în faptul că puterea de comandă este mult mai mică ca la tranzistoare, avînd o amplificare în comutație foarte mare și în plus circuitul integrat cuprinde la bornele de ieșire și condensatorul de protecție.

Variatoarele cu tiristoare folosesc numai tiristoare și diode rapide pentru a obține performanțe bune: plaja întinsă de reglaj al tensiunii, filtrul tampon de rețea convenabil, volum și greutate acceptabile. În momentul actual, aceste variatoare se utilizează la acționările de mare putere. Întrucît tensiunea de intrare în variator este continuă, tiristorul odată aprins nu se stinge decît dacă i se întrerupe curentul sau dacă i se aplică o tensiune de polaritate inversă, de obicei prin conectarea la bornele unui condensator cu polaritate convenabilă.

Variatoarele cu tiristoare cu stingere pe poartă s-au extins în ultimii ani, întrucît prezintă scheme de comandă simplificate în raport cu cele folosite la tiristoarele normale. Puterea de stingere este totuși mai mare, însă pe ansamblu puterea de comandă este de 3-4 ori mai mică decît la tranzistoarele de comutație de aceeași putere.

Variatoarele de tensiune continuă, indiferent de structura lor, pot funcționa în următoarele regimuri:

- cu frecvență constantă a impulsurilor;
- cu lățime constantă a impulsurilor;
- cu frecvență și lățime variabilă a impulsurilor.

Pentru funcționarea cu frecvență constantă a impulsurilor se folosesc generatoare în dinți de ferăstrău cu frecvență fixă, pe cînd la funcționarea cu frecvență variabilă se folosesc oscilatoare realizate cu tranzistor unijuncțiune (TUN). În toate schemele se iau măsuri speciale ca impulsurile de comandă ale tiristoarelor de aprindere și respectiv de stingere să nu se apropie la o distanță (ca timp) mai mică decît timpul de stingere a tiristoarelor, întrucît în caz contrar se poate produce fenomenul de rămînere în conducție a VTC. Schemele de tip industrial sînt prevăzute cu „gărzi de protecție” cu lățime reglabilă după necesitate în plaja 50-250 μs , astfel că impulsurile de aprindere și stingere, indiferent de tensiunea de ieșire din regulator, nu se pot apropia la o distanță mai mică decît cea dată de gărzile de protecție.

În fig. 5.32 se prezintă variația tensiunii medii la alimentarea cu impulsuri de tensiune de frecvență fixă și lățime variabilă, pentru valorile: $a = T_{on}/T = 0,1$; $a = 0,5$ și $a = 0,9$. Se observă că pentru T dat, tensiunea minimă de ieșire din variator depinde de a_{min} , adică:

$$U_{min} = a_{min}U = \frac{T_{a_{min}}}{T}U, \quad (5.80)$$

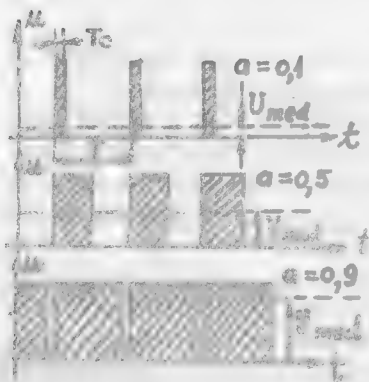


Fig. 5.32.

unde $T_{a_{min}}$ depinde de tipul de variator și de puterea sa. De exemplu, la variatoarele de putere cu tiristoare cu stingere cu condensator, ținând seama că timpul de stingere a tiristorului este de circa 20-50 μs și luând în considerare timpul de oscilație propriu al circuitului LC de stingere, $T_{a_{min}}$ poate atinge valori între 100 și 400 μs . În acest caz pentru a se obține o tensiune minimă acceptabilă de circa (1 - 8)% U_a , trebuie ca T , perioada de lucru a VTC, să se găsească în domeniul (1,25 - 40) ms, deci frecvența de lucru a variatoarelor de putere se alege între 800 și 25 Hz. La frecvențe mici VTC este mai ieftin și are pierderi mici, dar filtrul de rețea necesită capacități mari, în plus și inductanța conectată în serie cu indusul trebuie să fie mare.

pentru variatoarele de mică putere realizate cu tranzistoare, unde $T_{a_{min}}$ este impus doar de timpul de comutare propriu al tranzistorului, frecvența de lucru se situează în domeniul (0,5 - 3) kHz sau mai mult.

Valoarea a_{max} impune practic căderea de tensiune pe variator, $\Delta U = (1 - a_{max})U$, care este cuprinsă între 2 și 5% din U . În practică, în unele aplicații, după ce VTC a atins valoarea a_{max} , se procedează la scurtcircuitarea variatorului, căderea de tensiune ΔU devenind zero. Această operație este necesară în mod deosebit la variatoarele de mică putere și care lucrează cu frecvență ridicată.

În condițiile funcționării variatorului la valori mici ale lui a (la viteze reduse ale servomotorului) pot apărea situații de curent întrerupt prin motor, când cuplul este nul, deci rotația este neuniformă; acest regim poate fi parțial eliminat, dacă se folosește o reacție minoră de tensiune. [27]

După cum s-a văzut, frecvența impulsurilor (de choppare) se găsește în domeniul audibil, încît variatoarele pot constitui surse de „zgomot”, ceea ce în anumite aplicații limitează folosirea lor.

Un alt dezavantaj al variatoarelor decurge din apariția „fenomenului de pompaj”, adică de trimitere de către motor a unei energii electrice spre sursa de c.c. Cum, de obicei, sursa de c.c. este un filtru (un condensator), circulația de putere fiind unidirecțională, sursă-motor, rezultă că în regimurile de frînare prin recuperare,

energia mecanică înmagazinată în motor este trimisă, ca energie electrică, în condensatorul de filtraj. Această energie, nefiind disipată de rezistențe suplimentare și nici trimisă spre alt consumator, poate duce la creșterea tensiunii la bornele condensatorului și la apariția unor străpungeri ale dielectricului sau a izolației elementelor din schemă.

5.5.3. REDRESOARE COMANDATE

Redresoarele comandate folosesc în general tiristoare de putere, modificarea tensiunii de ieșire fiind realizată prin comanda unghiului lor de aprindere. Din multitudinea de variante de redresoare comandate, folosite în practică, vor fi prezentate două variante cu alimentare monofazată (fig. 5.33) și două alimentate trifazate (fig. 5.34).

În fig. 5.33.a, se prezintă o punte redresoare semicomandată, care cuprinde diodele $D_1 - D_2$ și tiristoarele $T_1 - T_2$. Alimentarea se realizează de la rețeaua monofazată, cu sau fără transformator de adaptare. Schema permite reglarea curentului prin indus fără inversarea sensului de rotație. La viteze mici de rotație apar situații de curent întrerupt prin motor, deci mișcări neuniforme. Prelungirea curentului prin indus la semnale mici de comandă se realizează dacă se înseriează cu indusul bobina de netezire L_n . Prezența curentului întrerupt reduce și viteza de răspuns a sistemului, de aceea această schemă se utilizează numai în cazurile când se impun condiții deosebite privitoare la regimul dinamic al acționării.

În fig. 5.33.b, se prezintă o schemă de comandă reversibilă a servomotorului M , care utilizează tiristoarele T_1 și T_2 pentru un sens de rotație, iar tiristoarele T_3 și T_4 pentru celălalt sens de rotație. Transformatorul T_r , de adaptare, posedă obligatoriu priză mediană. Schema poate funcționa și cu curenți de egalizare astfel reglați, încît se pot elimina parțial situațiile de curent întrerupt, scop în care se folosesc și inductanțele L_n .

În fig. 5.34.a, se prezintă un redresor comandat, cu alimentare trifazată, care folosește două transformatoare T_{r1} și T_{r2} , în secundarele lor fiind introduse câte trei tiristoare care realizează redresarea cu punct median. Pentru acționarea într-un sens a motorului se comandă tiristoarele T_1, T_2, T_3 , iar pentru reversare se comandă T_4, T_5, T_6 .

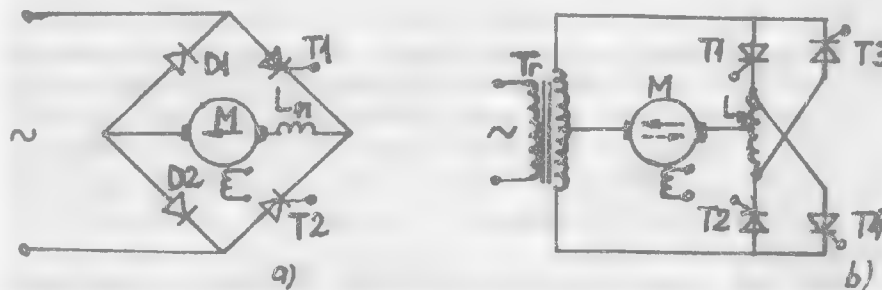


Fig. 5.33.

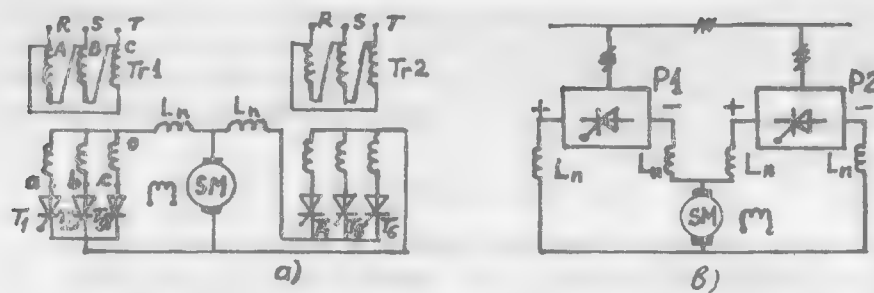


Fig. 5.34.

Inductanțele L_n au rolul de netezire a curentului prin motor. Comanda adecvată a celor două grupuri de tiristoare conduce la reglarea curenților de circulație între cele două transformatoare, în așa fel încît să elimine regimul de curent întrerupt prin motor.

În fig. 5.34.b, se prezintă o variantă mai economică de redresor comandat, cu alimentare trifazată, la care nu mai sînt folosite transformatoarele trifazate, în schimb utilizează patru bobine de netezire. Redresorul comandat cuprinde două punți hexafazate P_1 și P_2 (avînd fiecare cîte 6 tiristoare, conform schemei de redresare trifazată în punte). La funcționarea în plină sarcină într-un sens se comandă complet puntea P_1 , iar la funcționarea în celălalt sens se comandă puntea P_2 (inversîndu-se astfel sensul curentului prin indus). Pentru sarcini reduse, într-un sens, de exemplu, puntea P_1 lucrează în regim de redresor, absorbînd putere de la rețea, iar puntea P_2 lucrează în regim de inverter, trimițînd putere spre rețea; diferența dintre cele două puteri fiind egală, ideal cu puterea preluată de motor.

Reglajul permanent al curenților de circulație conduce astfel la eliminarea regimului de curent întrerupt prin motor, chiar și la viteze foarte scăzute ale servomotorului.

Redresoarele comandate sînt cele mai ieftine și mai economice surse, la puteri peste 1-2 kW, întrucît tensiunea de ieșire la redresoarele comandate nu este perfect continuă, curenții prin motor prezintă, pe lîngă componenta continuă, și una alternativă, încît valoarea efectivă a curentului este mai mare decît componenta sa continuă. Încălzirea motorului este dictată de valoarea efectivă a curentului, sau mai exact, regimul termic al motorului este dat de factorul de formă al curentului, $k_f = I_{ef}/I_{med} > 1$. Factorul de formă este mai convenabil la redresoarele trifazate, cu mai multe pulsuri, decît la cele monofazate. În general factorul de formă depinde și de valorile inductanțelor L_n utilizate, care în anumite situații sînt influențate și de saturație.[13]

Sursele de alimentare a servomotorului SMU-C folosite pentru acționarea avansurilor la mașini-unelte, construite la I. Electrotehnica-București, sînt realizate după schema de principiu prezentată în fig. 5.34.b.

5.6. TAHOGENERATORUL DE CURENT CONTINUU

5.6.1. GENERALITĂȚI

Tahogeneratoarele de c.c. sînt traductoare capabile să evalueze cît mai fidel viteza de rotație a unui arbore pe cale electrică. În principiu, aceste mașini sînt generatoare de c.c. care trebuie să prezinte o caracteristică tensiune indusă-viteză cît mai liniară, pentru un domeniu cît mai întins de variație a vitezei de rotație a rotorului. Față de alte tahogeneratoare (sincrone, de exemplu) tahogeneratoarele de c.c. prezintă avantajul lipsei erorii de fază, adică valoarea curentului de sarcină nu depinde de caracterul sarcinii. Constructiv, însă, aceste tahogeneratoare sînt mai complicate, deci sînt mai scumpe, iar cheltuielile de întreținere, datorită prezenței contactului perie-colector, sînt ridicate; totodată necesită și filtre de deparazitare (condensatoare, în paralel), care măresc constanta de timp. Cu toate că prezintă aceste dezavantaje, tahogeneratoarele de c.c. sînt cele mai răspîndite traductoare de viteză, folosite în sistemele automate și, de cele mai multe ori, sînt integrate în construcția servomotoarelor a căror viteză trebuie evaluată.

5.6.2. CARACTERISTICILE TAHOGENERATOARELOR DE C.C.

În condițiile cînd tahogeneratorul funcționează în gol, tensiunea la borne este dată de:

$$E_0 = \frac{P}{a} \frac{n}{60} N \Phi_0 = k_e n \Phi_0; \quad n = \frac{30\Omega}{\pi}, \quad (5.81)$$

ceea ce înseamnă că între viteza unghiulară de rotație Ω și tensiunea indusă există o dependență perfect liniară, dacă fluxul de excitație Φ_0 este constant.

La funcționarea în sarcină (fig. 5.35) ecuația de tensiuni a tahogeneratorului se scrie:

$$U_a = E - R_a I_a - \Delta U_p, \quad (5.82)$$

unde E este tensiunea indusă la mersul în sarcină, R_a — rezistența rotorului, I_a — curentul de sarcină, iar ΔU_p este căderea de tensiune la perii. Tensiunea indusă în sarcină se poate exprima astfel:

$$E = E_0 - k' I_a n, \quad (5.83)$$

unde căderea de tensiune $k' I_a n$ se datorește reacției indusului (proporțională cu curentul de sarcină și cu viteza de rotație).

Eroarea relativă a tahogeneratorului, în sarcină față de mersul în gol, pentru o anumită viteză de rotație, n , se scrie astfel:

$$\epsilon_r = \frac{E_0 - U_a}{E_0} = \frac{k' n I_a + R_a I_a + \Delta U_p}{U_a + k' n I_a + R_a I_a + \Delta U_p} \quad (5.84)$$

Ținînd seama de faptul că $U_a = R_s I_a$, rezultă

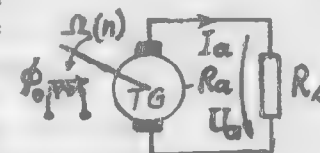


Fig. 5.35.

$$\varepsilon_r = \frac{k'n + R_a + \Delta U_p / I_a}{R_s + R_a + k'n + \Delta U_p / I_a} \quad (5.85)$$

De asemenea, se deduce și dependența $U_a = f(n)$, anume:

$$U_a = (1 - \varepsilon_r)E_0 = \frac{R_s}{R_s + R_a + k'n} (k_e \Phi_0 n - \Delta U_p) \quad (5.86)$$

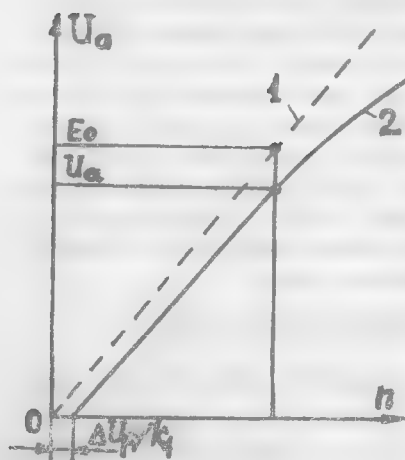


Fig. 5.36.

În fig. 5.36, dreapta 1 reprezintă dependența ideală, $E_0 = k_e \Phi_0 n = k_1 n$, a tensiunii la mersul în gol al tahogeneratorului funcție de viteza de rotație, iar curba 2 reprezintă variația $U_a = f(n)$, în sarcină, dată de relația (5.86). Se constată existența unei zone de insensibilitate a tahogeneratorului, adică pentru $n \in (0, \Delta U_p / k_1)$ tensiunea la perii este nulă ("zonă moartă"). Micșorarea acestei zone se realizează dacă ΔU_p este redusă la minimum; de aceea se utilizează contacte perie-colector aproape perfecte, periile se confecționează din oțel inoxidabil, de asemenea și colectorul, periile metalice se argintează în zona de lucru, se utilizează perii din bronz fosforos, etc.

Prezența, la numitorul expresiei (5.86), a termenului în n , face ca la creșterea vitezei, U_a să se diminueze, ceea ce înseamnă că dependența $U_a = f(n)$ devine neliniară, așa cum se vede în fig. 5.36, curba 2. Influența termenului $k'n$ este cu atât mai mică, cu cât R_s este mai mare. Acest fapt se deduce dacă în rel. (5.85) neglijăm ΔU_p și împărțim prin $k'n + R_a$, adică

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k'n + R_a}} \quad (5.87)$$

Din cele de mai sus, rezultă că liniaritatea dependenței $U_a = f(n)$ se menține cu atât mai mult cu cât sarcina tahogeneratorului este mai mică sau rezistența R_s este mai mare. De aceea solicitările electromagnetice (densitate de curent în indus mai ales), în calculele de proiectare, se iau mai mici decât la mașinile obișnuite. Tot din relația (5.87) se mai deduc următoarele: eroarea este cu atât mai mică cu cât rezistența indusului R_a este mai mică, de asemenea termenul $k'n$ corespunzător reacției indusului să fie cât mai redus (funcționare la viteze mici).

O altă categorie de erori a tahogeneratorului de c.c. se datorește variației în timp a tensiunii de ieșire, tensiune care, după cum se știe, are o formă pulsatorie, fig. 5.37. Această tensiune se poate descompune într-o componentă continuă,

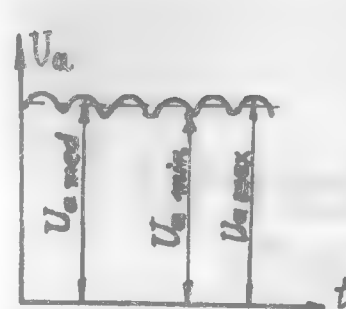


Fig. 5.37.

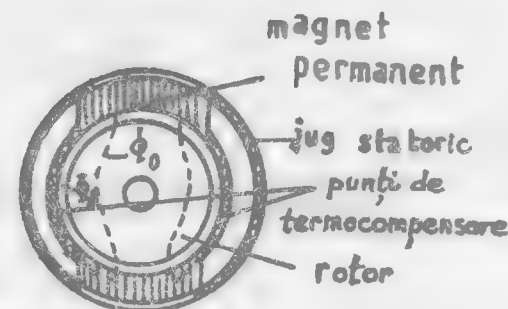


Fig. 5.38.

U_a med, și una alternativă. Curentul de sarcină va avea, de asemenea, o componentă continuă și una alternativă. Componenta alternativă a curentului poate fi defazată de cea a tensiunii; dacă sarcina nu este pur activă, poate apărea deci o eroare de fază, similară cu cea de la tahogeneratoarele de curent alternativ. Reducerea acestor erori se face prin mărirea numărului de lamele de colector și implicit micșorarea lățimii lor. Coeficientul de ondulație a tensiunii se definește ca:

$$k_0 = \frac{U_a \max - U_a \min}{U_a \max + U_a \min} \quad (5.88)$$

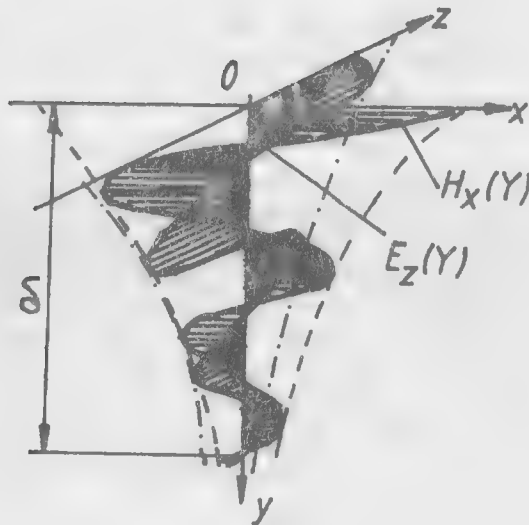
și atinge valori de 4,89% pentru cinci lamele de colector, scăzând la 0,73% când numărul de lamele este 13. Pentru reducerea acestui coeficient se mai utilizează filtre RC montate în paralel cu sarcina, dar care influențează negativ răspunsul sistemului, în regim dinamic.

Variațiile de temperatură în timpul funcționării conduc la apariția unor erori ale tahogeneratorului. Dacă excitația este electromagnetică, atunci modificarea temperaturii conduce la modificarea rezistenței înfășurării, deci a curentului și fluxului în mașină, în condițiile când sursa de excitație are tensiune constantă. De aceea, în anumite cazuri, este preferabil ca tahogeneratorul să lucreze în regim saturat, când variațiile curentului de excitație nu produc variații importante ale fluxului în mașină. Menținerea constantă a fluxului se mai poate realiza dacă alimentarea excitației se face la curent constant.

Cînd tahogeneratorul este excitat cu magneți permanenți, se utilizează materiale cu stabilitate mare în timp și la temperatură (de exemplu, *Alnico*). De asemenea, pentru diminuarea erorilor de temperatură se prevăd punți de termocompensare montate între polii principali, punți realizate din materiale magnetice care își micșorează permeabilitatea magnetică cu creșterea temperaturii (fig. 5.38) în așa fel încît fluxul principal Φ_0 să se mențină constant. Aliajele folosite în acest scop sînt: calmalloy, termalloy sau compensator.

Pentru menținerea stabilității în timp a magneților (compensarea demagnetizărilor inerente) unele tahogeneratoare folosesc șunturi reglabile (plasate între poli), a căror poziție este modificată cu ocazia etalonării periodice a tahogeneratorului.

MAȘINI DE INDUCȚIE (ASINCRONE) SPECIALE



6.1. ECUAȚIILE MAȘINILOR DE INDUCȚIE TRIFAZATE

O mașină asincronă trifazată cuprinde trei înfășurări pe stator și trei (sau mai multe) înfășurări pe rotor, încât matricea impedanțelor posedă în total 6 linii și 6 coloane. Această matrice se poate reduce la una cu 4 linii și 4 coloane, dacă se utilizează transformările de faze (de la trei faze la două faze) pentru stator și pentru rotor, după care se aplică transformarea tip comutator pentru rotor, ajungându-se astfel la modelul de mașină primitivă cu comutator (cap.2).

Ecuațiile mașinii asincrone se pot scrie direct, utilizând relația (2.85), în cazul particular când inductanțele pe cele două axe D și Q sînt egale, întrucît armăturile mașinii sînt considerate cilindrice (fără poli aparenti pe ambele armături).

Se folosesc notațiile: M — inductanța mutuală maximă dintre o înfășurare statică și una rotorică; R_1, L_1, M_1 — rezistența unei faze, inductanța proprie, respectiv inductanța mutuală dintre două faze referitoare la stator; R_2, L_2, M_2 — mărimile corespunzătoare referitoare la rotor.

Inductanța proprie a înfășurărilor trifazate statorice bifazate echivalente, notată \bar{L}_1 va fi $L_1 - M_1$, iar cea corespunzătoare rotorului notată \bar{L}_2 va fi $L_2 - M_2$ (rel. 2.39). Numărul de spire pe fază pentru sistemul de înfășurări bifazate echivalente este de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decît cel real, al înfășurării trifazate. Deoarece inductanța mutuală este proporțională cu produsul $N_1 N_2$ (al numerelor de spire ale înfășurărilor), atunci maximul inductanței mutuale stator-rotor (pe fază) a sistemului bifazat echivalent va fi $\bar{M} = (3/2)M$. Valorile inductanțelor mutuale stator-rotor, pentru sistemul bifazat echivalent, vor fi funcții de timp, depinzînd de poziția rotorului în raport cu statorul.

Efectul transformării tip comutator (aplicată numai rotorului) este de a converti bobinele rotorice, în mișcare, în bobine pseudostaționare legate la colector, pe care calcă periile, plasate în axa d respectiv în axa q .

Ecuațiile de tensiuni pentru mașina echivalentă cu comutator sînt identice cu cele ale modelului din fig. 2.10, adică

$$\begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \bar{L}_1 s & 0 & 0 & \bar{M}s \\ 0 & R_1 + \bar{L}_1 s & \bar{M}s & 0 \\ -\omega_R \bar{M} & \bar{M}s & R_2 + \bar{L}_2 s & -\omega_R \bar{L}_2 \\ \bar{M}s & \omega_R \bar{M} & \omega_R \bar{L}_2 & R_2 + \bar{L}_2 s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

unde

$$\bar{L} = L_1 - M_1, \bar{L}_2 = L_2 - M_2, \bar{M} = 3M/2 \quad (6.2)$$

6.1.1. ECUAȚIILE ÎN REGIM TRIFAZAT SIMETRIC

Presupunem funcționarea mașinii în regim trifazat simetric permanent sinusoidal, când se admite reprezentarea în complex simplificat, iar derivatei în raport cu timpul îi corespunde înmulțirea cu $j\omega_s$ (ω_s - fiind pulsația tensiunilor aplicate satorului).

Se fac următoarele notații:

$$\bar{L}_1 s = \bar{L}_1(j\omega_s) = jX_1, \bar{L}_2 s = L_2(j\omega_s) = jX_2, \bar{M} s = \bar{M}(j\omega_s) = jX_m \quad (6.3)$$

Se introduce alunecarea:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s}, \omega_R = \omega_s(1 - s) \quad (6.4)$$

(a nu se confunda cu operatorul de derivate în timp, care nu va mai apărea în cele ce urmează, o dată cu trecerea la reprezentarea în complex a mărimilor).

Rezultă că:

$$\bar{M}\omega_R = \bar{M}\omega_s(1 - s) = X_m(1 - s), \bar{L}_2\omega_R = \bar{L}_2\omega_s(1 - s) = X_2(1 - s) \quad (6.5)$$

Ecuațiile (6.1) devin:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_D \\ \underline{U}_Q \\ \underline{U}_q \\ \underline{U}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1-s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_D \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Tensiunile $\underline{U}_q, \underline{U}_d$ și curenții $\underline{I}_q, \underline{I}_d$ au frecvențe date de rețeaua de alimentare (ω_s); în realitate, frecvența tensiunilor și curenților rotorici este egală cu $s\omega_s$.

Pentru regimul echilibrat trifazat, notînd:

$$\underline{U}_D = \underline{U}_1 \text{ rezultă } \underline{U}_Q = -j\underline{U}_1 \quad (6.7)$$

Similar pentru rotor, dacă

$$\underline{U}_d = \underline{U}_2 \text{ rezultă } \underline{U}_q = -j\underline{U}_2 \quad (6.8)$$

La motorul cu rotor în scurtcircuit sînt valabile $\underline{U}_d = \underline{U}_q = \underline{U}_2 = 0$.

Dacă se notează:

$$\underline{I}_D = \underline{I}_1, \underline{I}_d = \underline{I}_2 \quad (6.9)$$

rezultă

$$\underline{I}_Q = -j\underline{I}_1, \underline{I}_q = -j\underline{I}_2 \quad (6.10)$$

Se poate demonstra acest fapt, pornind de la (6.6), anume:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1-s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

unde s-au introdus rel. (6.7), (6.8) și (6.9).

Înmulțind a doua și a treia ecuație din (6.11) cu j , se obține:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & jR_1 - X_1 & -X_m & 0 \\ -j(1-s)X_m & -X_m & jR_2 - X_2 & -j(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Scăzînd a doua ecuație din prima și a treia din a patra, se obține:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & X_1 - jR_1 & X_m & jX_m \\ jX_m(2-s) & X_m(2-s) & X_2(2-s) - jR_2 & R_2 + jX_2(2-s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Separînd termenii în \underline{I}_Q și \underline{I}_q și trecîndu-i în membrul stîng; în membrul drept rămîinînd termenii în \underline{I}_1 și \underline{I}_2 , se ajunge la:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} -X_1 + jR_1 & -X_m \\ -X_m(2-s) & jR_2 - X_2(2-s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2-s) & R_2 + jX_2(2-s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.14)$$

Înmulțind ecuația (6.14) cu $-j$, se obține:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2-s) & R_2 + jX_2(2-s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_Q \\ \underline{I}_q \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m(2-s) & R_2 + jX_2(2-s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -j\underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Prin identificare se obține relația (6.10).

Revenind la relația (6.11), în care se introduce (6.10), se deduce:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_2 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & R_1 + jX_1 & jX_m & 0 \\ -(1-s)X_m & jX_m & R_2 + jX_2 & -(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_1 \\ -j\underline{I}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

Înmulțind ecuațiile a doua și a treia cu $-j$, se obțin numai două ecuații distincte:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jsX_m & R_2 + jsX_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

Așadar, se pot considera, în cele ce urmează, două circuite electrice echivalente, unul pentru primar și altul pentru secundar.

Împărțind ecuația a doua din (6.17) la s , se obține:

$$\left| \frac{U_1}{U_2/s} \right| = \left| \begin{matrix} R_1 + jX_1 & jX_m \\ jX_m & R_2/s + jX_2 \end{matrix} \right| \cdot \left| \frac{I_1}{I_2} \right| \quad (6.18)$$

Întrucît reactanța X_1 este proporțională cu pătratul numerelor de spire pe fază din stator N_1 , reactanța X_2 — cu pătratul numerelor de spire din rotor N_2 , iar X_m — proporțională cu produsul $N_1 N_2$, este necesară o „raportare a mărimilor“, de exemplu toate mărimile vor fi raportate la primar. În acest scop se înmulțește ecuația a doua cu $k = N_1/N_2$ și se obțin ecuațiile:

$$\left| \frac{U_1}{k(U_2/s)} \right| = \left| \begin{matrix} R_1 + jX_1 & jkX_m \\ jkX_m & k^2(R_2/s + jX_2) \end{matrix} \right| \cdot \left| \frac{I_1}{I_2/k} \right| \quad (6.19)$$

care devin:

$$\left| \frac{U_1}{U_2'/s} \right| = \left| \begin{matrix} R_1 + jX_1 & jX'_m \\ jX'_m & R'_2/s + jX'_2 \end{matrix} \right| \cdot \left| \frac{I_1}{I'_2} \right| \quad (6.20)$$

adică ecuațiile în mărimi raportate; unde s-au introdus notațiile:

$$X'_m = kX_m, \quad R'_2 = k^2 R_2, \quad X'_2 = k^2 X_2, \quad U'_2 = kU_2, \quad I'_2 = I_2/k \quad (6.21)$$

Ecuațiile în mărimi raportate corespund mașinii care are, atît în stator cît și în rotor, același număr de spire pe fază, parametrii modificîndu-se corespunzător; de exemplu reactanțele X'_m și X'_2 se definesc în situația cînd $N_1 = N_2$ (deși în general $N_1 \neq N_2$).

Dacă se ține seama de faptul că fluxurile înfășurărilor au o componentă utilă și una de scăpări, atunci și reactanțele primare X_1 , respectiv X'_2 se pot scrie:

$$X_1 = X'_m + X_{s1}, \quad X'_2 = X'_m + X'_{s2} \quad (6.22)$$

unde X_{s1} , X'_{s2} sînt reactanțele corespunzătoare dispersiilor (de scăpări).

Ecuațiile (6.20) devin:

$$\begin{cases} U_1 = R_1 I_1 + jX_{s1} I_1 + jX'_m(I_1 + I'_2) \\ U'_2/s = (R'_2/s) I'_2 + jX'_{s2} I'_2 + jX'_m(I_1 + I'_2), \end{cases} \quad (6.23)$$

iar schema echivalentă care corespunde acestor ecuații este prezentată în fig. 6.1.

Ecuațiile (6.23) și schema echivalentă din fig. 6.1. caracterizează mașina de inducție

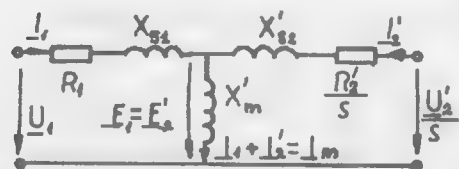


Fig. 6.1.

la care se neglijează pierderile de putere în fier. Ramura din mijloc cuprinde numai reactanța de magnetizare, la bornele căreia se aplică tensiunea $E_1 = E'_2$ și prin care circulă curentul de magnetizare $I_m = I_1 + I'_2$ egal cu I_{10} , adică cu curentul primar la mersul în gol (cînd $I'_2 = 0$).

6.1.2. EXPRESIA CUPLULUI ELECTROMAGNETIC

Cuplul electromagnetic instantaneu se determină cu relația (2.121)

$$m_e = [I]_t [G] [I],$$

iar cuplul mediu se calculează după relația (2.124)

$$M_e = \text{Re}\{[I]^* [G] [I]\}$$

Se obține astfel:

$$\begin{aligned} [I]^* [G] [I] &= [\underline{I}_D^* \underline{I}_Q^* \underline{I}_a^* \underline{I}_d^*] \times \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\bar{M} & 0 & 0 & -\bar{L}_2 \\ 0 & \bar{M} & \bar{L}_2 & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \underline{I}_D \\ \underline{I}_Q \\ \underline{I}_a \\ \underline{I}_d \end{vmatrix} = \\ &= -\bar{M} (\underline{I}_D \underline{I}_a^* - \underline{I}_Q \underline{I}_d^*) - \bar{L}_2 (\underline{I}_d \underline{I}_a^* - \underline{I}_Q \underline{I}_d^*) \end{aligned} \quad (6.24)$$

Cuplul mediu se determină ca parte reală a expresiei (6.24). Se constată că $\text{Re}(\underline{I}_d \underline{I}_a^* - \underline{I}_Q \underline{I}_d^*) = 0$; anume, dacă $\underline{I}_d = a + bj$, $\underline{I}_a = c + dj$, atunci $\text{Re}(\underline{I}_d \underline{I}_a^* - \underline{I}_Q \underline{I}_d^*) = \text{Re}[(a + jb)(c - dj) - (c + dj)(a - bj)] = \text{Re}[ac + db - ac - db + (2bc - 2ad)j] = 0$.

Așadar, cuplul mediu devine:

$$M_e = \text{Re}[\bar{M} (\underline{I}_Q \underline{I}_a^* - \underline{I}_D \underline{I}_d^*)] \quad (6.25)$$

Dacă se ține seama de faptul că prin trecerea de la mărimile trifazate simetrice la cele bifazate, modulul crește de $\sqrt{3/2}$ ori (rel. 2.35 și 2.36), trecînd la reprezentarea în complex, avem: pentru stator:

$$\begin{aligned} i_A &= I_{ms} \sin(\omega t - \varphi_s) = i_1 \neq \underline{I}_1 \\ i_D &= \sqrt{3/2} I_{ms} \sin(\omega t - \varphi_s) \neq \underline{I}_D = \sqrt{3/2} \underline{I}_1 \\ i_Q &= \sqrt{3/2} I_{ms} \sin(\omega t - \varphi_s - \pi/2) \neq \underline{I}_Q = -j \sqrt{3/2} \underline{I}_1 \end{aligned} \quad (6.26)$$

pentru rotor:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{mr} \sin(\omega t - \varphi_r) = i_2 \neq \underline{I}_2 \\ i_d &= \sqrt{3/2} I_{mr} \sin(\omega t - \varphi_r) \neq \underline{I}_d = \sqrt{3/2} \underline{I}_2 \\ i_q &= \sqrt{3/2} I_{mr} \sin(\omega t - \varphi_r - \pi/2) \neq \underline{I}_q = -j \sqrt{3/2} \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (6.27)$$

Totodată sînt valabile relațiile:

$$\underline{I}_d^* = \sqrt{3/2} \underline{I}_2^*, \quad \underline{I}_q^* = +j \sqrt{3/2} \underline{I}_2^* \quad (6.28)$$

Se face precizarea că mărimile \underline{I}_1 și \underline{I}_2 corespund, acum, mărimilor de fază ale mașinii trifazate. Nu s-a introdus o altă notație din motivul de a se păstra indicele 1 pentru primar și indicele 2 pentru secundar. Curenții și tensiunile cu indicele 1 respectiv 2, folosite în relațiile 6.7 — 6.23, diferă față de cele de fază, introduse în relațiile 6.26 și 6.27 prin „coeficientul de scară“ $\sqrt{3/2}$.

Introducând relațiile (6.26 — 6.28) în expresia (6.25), se obține cuplul mediu al mașinii trifazate în funcție de mărimile de fază anume:

$$M_e = \bar{M} \operatorname{Re} \left[\left(-j \sqrt{3/2} \underline{I}_1 \right) \left(\sqrt{3/2} \underline{I}_2^* \right) - \left(\sqrt{3/2} \underline{I}_1 \right) \left(j \sqrt{3/2} \underline{I}_2^* \right) \right] = \\ = \operatorname{Re} \left(-3j \bar{M} \underline{I}_1 \underline{I}_2^* \right) \quad (6.29)$$

Ecuațiile mașinii trifazate de inducție în mărimi de fază, sînt aceleași cu (6.17) (împărțite prin $\sqrt{3/2}$), încît expresia cuplului se poate scrie numai în funcție de mărimile secundare, dacă se scoate curentul \underline{I}_1 din relațiile (6.17). În situația $\underline{U}_2 = 0$, adică

$$0 = jsX_m \underline{I}_1 + (R_2 + jsX_2) \underline{I}_2, \quad \underline{I}_1 = -(R_2 + jsX_2) \underline{I}_2 / jsX_m \quad (6.30)$$

cuplul devine

$$M_e = \operatorname{Re} \left[\frac{3\bar{M}(R_2 + jsX_2)}{sX_m} \underline{I}_2 \underline{I}_2^* \right] = \frac{3\bar{M}R_2}{sX_m} \underline{I}_2^2 = \frac{3R_2 \underline{I}_2^2}{s \cdot \omega_s} \quad (6.31)$$

Puterea electromagnetică este dată de

$$P = M_e \cdot \omega_s = \frac{3R_2 \underline{I}_2^2}{s} = \frac{p_f \underline{I}_2^2}{s}, \quad (6.32)$$

unde: $P_f \underline{I}_2^2 = 3R_2 \underline{I}_2^2$ sînt pierderile prin efect electrocaloric (Joule) în înfășurările rotorice.

În cazul mai general, cînd $\underline{U}_2 \neq 0$, se obține din (6.17)

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_2}{jsX_m} - \frac{R_2 + jsX_2}{j sX_m} \underline{I}_2 \quad (6.33)$$

În expresia cuplului electromagnetic mai apare un termen

$$\operatorname{Re} \left(-\frac{3\bar{M}\underline{U}_2}{sX_m} \underline{I}_2^* \right) = \operatorname{Re} \left(-\frac{3\underline{U}_2 \underline{I}_2^*}{s \cdot \omega_s} \right), \quad (6.34)$$

iar expresia puterii electromagnetice devine

$$P = \frac{3R_2 \underline{I}_2^2}{s} + \operatorname{Re} \left(-\frac{3\underline{U}_2 \underline{I}_2^*}{s} \right) \quad (6.35)$$

Din relațiile (6.34), (6.35) se deduce faptul că la motoarele asincrone cu alimentare dublă există posibilitatea modificării cuplului, deci și a vitezei de rotație, în limite largi. Acest procedeu este incomod, pe de o parte, datorită prezenței contactelor alunecătoare necesare pentru alimentarea rotorului, iar pe de altă parte, condiția egalității frecvenței tensiunii aplicate \underline{U}_2 și a curentului rotoric \underline{I}_2 (care este dat de s) implică o construcție specială a mașinii, cum este, de exemplu, motorul Schrage-Richter.

6.2. SERVOMOTOARE ASINCRONE

În categoria servomotoarelor asincrone intră mașinile de curent alternativ, de inducție, care permit un reglaj al vitezei în limite largi. Față de servomotoarele de c.c., cele asincrone prezintă o serie de avantaje cum ar fi: robustețe, simplitate constructivă, siguranță mare în funcționare, preț de cost și cheltuieli de exploatare reduse, etc. Dezavantajele, printre care: randament și factor de putere scăzut, gabarit și greutate specifică mare, cupluri impulsionale scăzute, comandă dificilă, gamă de reglaj al vitezei reduse, limitează folosirea lor în unele aplicații practice.

Dintre servomotoarele asincrone folosite în practică se vor studia servomotorul asincron cu rotor masiv (trifazat sau bifazat) și servomotorul asincron bifazat cu rotor în formă de pahar.

6.2.1. SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE

În principiu, aceste servomotoare se aseamănă cu motoarele asincrone trifazate clasice, dar prezintă anumite particularități constructive impuse de tipul aplicației industriale, de domeniul frecvenței la care lucrează, regimul dinamic, etc. De exemplu, la servomotoarele utilizate în acționarea platformelor giroscopice, unde rotorul trebuie să aibă moment de inerție ridicat, se adoptă o construcție inversată, cu stator-interior și rotor-exterior cu colivie, fig. 6.2.

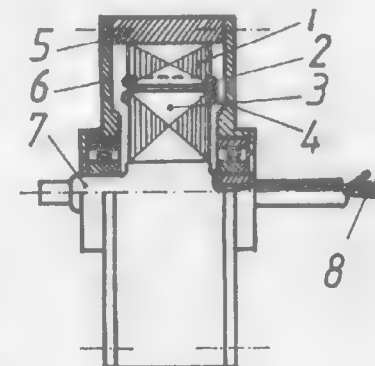
La servomotoarele cu reglaj al vitezei prin frecvență, rotorul prezintă de obicei rezistență echivalentă mărită, încît caracteristica $n = f(M_e)$ este puțin mai moale decît la motoarele normale.

De asemenea, mărirea întrefierului este frecvent adoptată la motoarele alimentate prin convertizoare statice, la care curentul absorbit nu se modifică mult cu sarcina, mai ales dacă lucrează la variații însemnate ale sarcinii sau în regimuri dinamice pronunțate. Pentru a analiza posibilitățile de reglaj al vitezei motoarelor asincrone, se pleacă de la expresia cuplului electromagnetic mediu, dedusă în § 6.1.2., curenții $\underline{I}_1 \underline{I}_2^*$ obținîndu-se din schema echivalentă, fig. 6.1, reluată în fig. 6.3.. Ecuațiile care caracterizează circuitul echivalent pe fază sînt:

Fig. 6.2.

Servomotor pentru platforme giroscopice

1. miez rotoric,
2. înfășurare rotorică în colivie,
3. miez statoric interior,
4. înfășurare statorică,
5. volant exterior,
6. flanșă volant,
7. ax interior,
8. conductoare de acces la înfășurarea statorică



$$\begin{cases} I_1 + I'_2 - I_m = 0 \\ Z_1 I_1 + 0 + Z_m I_m = U_1 \\ 0 + Z'_2 I'_2 + Z_m I_m = 0 \end{cases} \quad (6.36)$$

se obține:

$$I'_2 = \frac{D_2}{D}, \quad D = \begin{vmatrix} 1 & 1 & -1 \\ Z_1 & 0 & Z_m \\ 0 & Z'_2 & Z_m \end{vmatrix} = -Z_1 Z_m - Z'_2 (Z_1 + Z_m), \quad (6.37)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & -1 \\ Z_1 & U_1 & Z_m \\ 0 & 0 & Z_m \end{vmatrix} = U_1 Z_m$$

Așadar

$$I'_2 = -\frac{U_1}{Z_1 + c_1 Z'_2}, \quad c_1 \approx \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right| = 1 + \frac{Z_1}{Z_m}, \quad (6.38)$$

În condițiile alimentării motorului de la o sursă de tensiune $U_1 = \text{const.}$ luată ca origine de fază, $U_1 = U_1 e^{j0}$; introducând parametrii schemei echivalente din fig. 6.3, se obține pătratul modului curentului I'_2 , adică

$$I'^2_2 = \frac{U_1^2}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2} \quad (6.39)$$

Cuplul electromagnetic mediu este dat de relația (6.31),

$$M_e = \frac{3R_2 I'^2_2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3R'_2 I'^2_2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3R'_2}{s \cdot \omega_s} \frac{U_1^2}{(R_1 + c_1 R'_2/s)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2} \quad (6.40)$$

Relația (6.40) este valabilă pentru mașina bipolară la care

$$\omega_s = \Omega_1, \quad (6.41)$$

adică viteza de rotație unghiulară a rotorului, Ω_1 , este egală cu pulsația tensiunii de alimentare, ω_s , în cazul mașinii cu p perechi de poli,

$$\Omega_1 = \omega_s / p, \quad (6.42)$$

adică, viteza de rotație unghiulară a rotorului, Ω_1 , este egală cu pulsația tensiunii de alimentare, ω_s , împărțită la numărul de perechi de poli.

Introducând relația (6.41) în relația cuplului (6.40) rezultă:

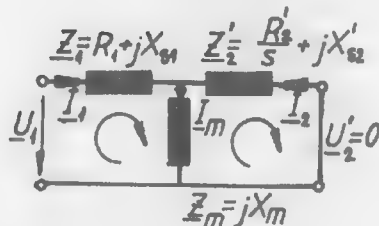


Fig. 6.3.

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{p j 2}{s \Omega_1} = \frac{3 p R'_2 I'^2_2}{s \cdot \omega_s} = \\ &= \frac{3 p R'_2}{\omega_s} U_1^2 \frac{1}{[R_1^2 + X_{s1} + c_1 X'_{s2}]^2 s + 2 c_1 R_1 R'_2 + c_1^2 R'^2_2 / s} = \\ &= k_M \frac{1}{A s + B + C/s}, \quad \text{unde } A = R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2; \\ &B = 2 c_1 R_1 R'_2; \quad C = c_1^2 R'^2_2; \quad k_M = 3 p R'_2 U_1^2 / \omega_s \end{aligned} \quad (6.43)$$

Se constată că: pentru $s = 0, M_e = 0$, iar pentru $s \rightarrow \infty, M_e \rightarrow 0$.

Cuplul va trece printr-o valoare maximă (critică) care corespunde unei alunecări critice s_{cr} , dedusă din condiția

$$M'_s(s) = 0, \quad \text{adică } M'_e(s) = \frac{k_M(A - C/s^2)}{(As + B + C/s)^2} = 0 \quad (6.44)$$

Rezultă:

$$s_{cr} = \sqrt{C/A}, \quad M_{ecr} = \frac{k_M}{B + 2\sqrt{AC}} \quad (6.45)$$

Introducând relațiile (6.43) în (6.45), se obțin

$$\begin{aligned} s_{cr} &= \frac{c_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2}}, \\ M_{ecr} &= \frac{3 p U_1^2}{2 \cdot \omega_s c_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2}]} \end{aligned} \quad (6.46)$$

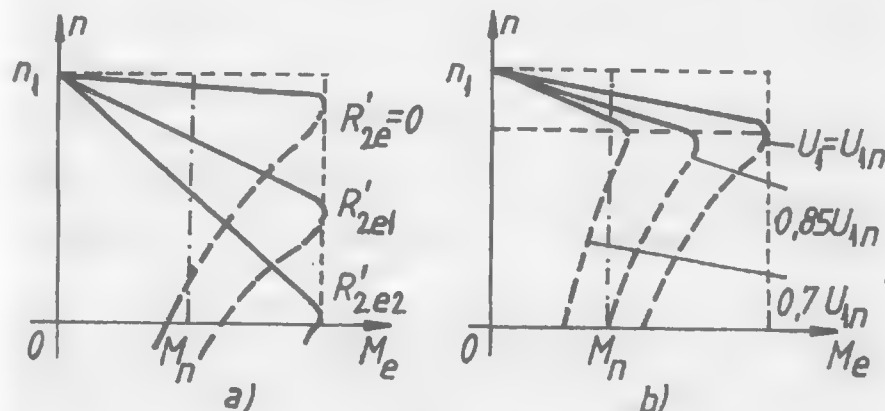


Fig. 6.4.

După cum se vede din rel. (6.46), alunecarea critică depinde esențial de rezistența echivalentă rotorică, în timp ce cuplul critic nu depinde de R'_2 , în schimb depinde de U_1^2 . Trecînd de la alunecare la viteza rotorului $n = n_1(1 - s)$, se obțin caracteristicile $n = f(M_e)$ pentru diverse rezistențe rotorice, fig. 6.4.a, respectiv pentru diverse tensiuni de alimentare, fig. 6.4.b. Se constată că o dată cu creșterea rezistenței rotorice, $R'_2e2 > R'_2e1$, la același cuplu, M_N , viteza n scade, domeniul de reglaj al vitezei fiind destul de larg.

Metoda este nerentabilă, întrucît introducerea de rezistențe suplimentare în rotor duce la pierderi mari de energie, deci randament scăzut. În cazul modificării tensiunii de alimentare U_1 , scade cuplul critic, deci se micșorează domeniul de funcționare stabilă a motorului. De asemenea, domeniul de reglaj al vitezei prin modificarea tensiunii este destul de îngust, fiind mai extins la motoarele care posedă o caracteristică mecanică naturală căzătoare (care, din construcție, au rezistență rotorică mărită).

6.2.1.1. Comanda servomotoarelor asincrone trifazate

Metoda folosită în reglajul vitezei servomotoarelor asincrone constă în modificarea frecvenței și/sau a tensiunii de alimentare. În acest scop se utilizează convertizoare de frecvență: rotative (asincrone), variantă înfilnită din ce în ce mai rar în ultimul timp, sau statice — cu tranzistoare ori tiristoare. [13, 14, 15]

În cazul cînd se neglijează căderea de tensiune pe înfășurarea primară (R_1, X_{s1} — mici), din schema prezentată în fig. 6.3. se deduce:

$$U_1 \approx Z_m I_m \approx X'_m I_m = 2\pi f_1 L_m I_m = 4,44 f_1 N_1 k_{b1} \Phi_m, \quad (6.47)$$

unde Φ_m este valoarea maximă a fluxului fascicular într-o spiră. Acest flux este dat de mărimea inducției, mașina avînd o utilizare optimă pentru valoarea maximă admisă a inducției. De aceea, este indicat ca Φ_m să se mențină la valoarea maximă admisă, ceea ce înseamnă

$$\Phi_m = \frac{U_1}{f_1} = ct., \quad (6.48)$$

iar cuplul electromagnetic maxim al mașinii rămîne constant, întrucît curentul primar este de asemenea limitat.

Schema-bloc de reglare a vitezei, în condiția $U_1/f_1 = ct.$, este prezentată în fig. 6.5.a.

Reglajul vitezei prin frecvență se realizează prin menținerea constantă a raportului U_1/f_1 , la frecvențe mai mici decît cea nominală, fig. 6.5.b. Pentru frecvențe mai mari, nu este posibilă menținerea constantă a acestui raport, întrucît această condiție conduce la creșterea tensiunii U_1 peste valoarea nominală, existînd pericolul străpunerii izolației înfășurării statorice și a depășirii tensiunii limită de lucru a semiconductoarelor utilizate.

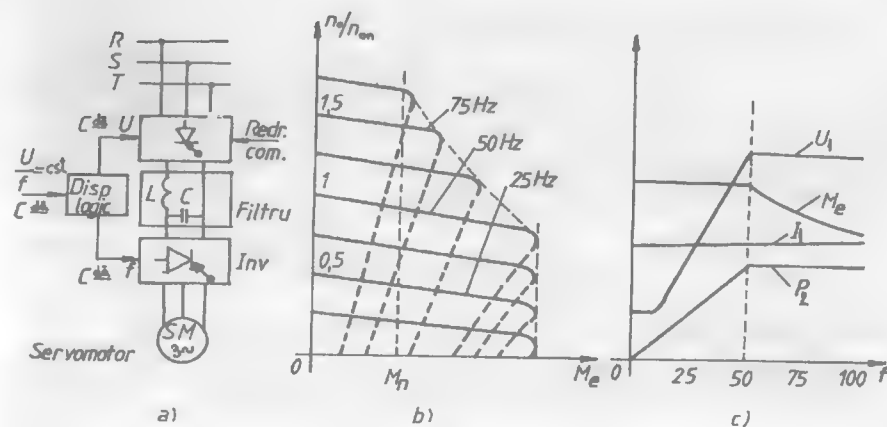


Fig. 6.5.

Dacă pentru $f_1 < f_{1N}$, cuplul maxim al mașinii se menține constant, pentru $f_1 > f_{1N}$, întrucît $U_1 = ct$ cuplul maxim al mașinii scade cu creșterea frecvenței. Caracteristicile mecanice ale servomotorului sînt aproximativ liniare și paralele, obținîndu-se un reglaj al vitezei în limite largi, corespunzător domeniului de frecvențe (10 — 100) Hz. La frecvențe mari scade capacitatea de suprasarcină a motorului.

În fig. 6.5.c se prezintă dependențele U_1, M_e, I_1, P_2 de frecvența de alimentare, în condițiile reglării acestora pînă la limita superioară de 100 Hz. Se observă că peste 50 Hz motorul realizează un reglaj al vitezei la putere utilă P_2 constantă, în schimb cuplul M_e este descrescător cu frecvența.

În cazul alimentării motorului trifazat de la convertizoare statice de frecvență, tensiunea U_1 este nesinusoidală, fiind de formă dreptunghiulară sau în trepte, fapt care determină stabilirea în înfășurări a unor curenți, de asemenea — nesinusoidali, de formă ascuțită. Prezența filtrului introdus între mașină și rețea diminuează într-o oarecare măsură armonicile superioare care apar. Regimul puternic nesinusoidal al mașinii se manifestă prin apariția unor cupluri parazite și prin diminuarea performanțelor energetice ale acționării.

După cum se vede, și în fig. 6.5.c curentul statoric I_1 se menține aproape constant, mai ales atunci cînd convertizorul este un invertor, cu bobină de filtrare intermediară, de curent constant.

În aceste condiții se justifică deducerea caracteristicii mecanice $n = f(M_e)$ la curent $I_1 = ct.$, spre deosebire de cazul clasic al considerării tensiunii $U_1 = ct.$

Expresia cuplului electromagnetic rămîne (6.31), adică

$$M_e = \frac{p j_2}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3 p R'_2 I_1'^2}{s \cdot \omega_s},$$

unde I_1' este curentul rotoric raportat, care se deduce din schema echivalentă prezentată în fig. 6.3, în situația $I_1 = ct.$

Din ecuațiile (6.36)₁ și (6.36)₃ se obține

$$\underline{I}'_2 = -\frac{I_1}{1 + \underline{Z}'_2/\underline{Z}_m} = -\frac{I_1}{1 - j\frac{R'_2}{sX_m} + \frac{X'_2 s}{X_m}} \quad (6.49)$$

Pătratul modulului curentului \underline{I}'_2 rezultă,

$$I'^2_2 = \frac{I^2_1}{c^2_2 + R'^2_2/(sX_m)^2}, \quad c_2 = 1 + \frac{X'_2 s}{X_m}, \quad (6.50)$$

iar cuplul ajunge la forma:

$$M_e = \frac{3pR'_2}{\omega_1} \frac{I^2_1 X_m^2}{c^2_2 X_m^2 s^2 + R'^2_2} = k_M \frac{s}{as^2 + b} \quad (6.51)$$

Pentru $s = 0$, $M_e = 0$, iar pentru $s \rightarrow \infty$, $M_e = 0$ încît dependența $M_e = f(s)$ admite un maxim obținut în condiția:

$$M'_e(s) = 0 \text{ sau } s^2_{cr} a - b = 0; \quad s_{cr} = \sqrt{\frac{b}{a}} = \frac{R'_2}{c_2 X_m} \quad (6.52)$$

Valoarea cuplului critic este:

$$M_{ecr} = \frac{3p}{2 \cdot \omega_1} I^2_1 \frac{X_m}{c^2_2} \quad (6.53)$$

Din expresiile (6.52) și (6.53) se deduc următoarele: — întrucît X_m este mare, alunecarea critică a motorului este mică, iar cuplul critic ridicat, caracteristica $n = f(M_e)$ este rigidă, curba 1 din fig. 6.6, — în cazul unor șocuri importante la arbore apar și șocuri mari de putere absorbită de la rețea, — pentru înmuierea caracteristicii mecanice, curba 2 din fig. 6.6., se impune creșterea rezistenței rotorice echivalente sau diminuarea reactanței de magnetizare X_m , adică creșterea întrefierului mașinii.

Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron, alimentat cu curent statoric constant, sînt apropiate de cele ale motorului, clasic, alimentat la tensiune statorică constantă, dacă se adoptă anumite măsuri constructive privitoare la creșterea rezistenței rotorice și a măririi întrefierului.

Reglajul și controlul servomotoarelor asincrone trifazate implică uneori și funcționări în alte regimuri speciale:

— funcționarea la curent rotoric constant,

— funcționarea la flux rotoric constant,

— funcționarea la flux rezultat constant, etc.

Aceste regimuri se obțin numai cu ajutorul microprocesoarelor și al unor scheme electronice complexe, prețul de cost al acționării crescînd simțitor.

6.2.2. SERVOMOTOARE CU ROTOR MASIV

6.2.2.1. Construcție, funcționare

Servomotorul asincron cu rotor masiv este asemănător cu un motor asincron normal, avînd un stator cu creștături în care se așază înfășurările (trifazate, bifazate), iar rotorul — cilindric, masiv, realizat din material feromagnetic — oțel, fără colivie.

Statorul, alimentat de la rețea, produce un cîmp magnetic învîrtitor care induce în rotor curenți (turbionari) ce se închid pe direcția axială, pătura de curenți rotorici fiind echivalentă unei colivii cu număr infinit de bare. Curenții rotorici acționează cu cîmpul învîrtitor statoric, producînd un cuplu, care determină rotirea rotorului. Întrucît curenții rotorici sînt mai mici decît la motoarele normale, interacțiunea acestora cu cîmpul învîrtitor este mai slabă decît la motoarele asincrone cu rotor bobinat sau în scurtcircuit, adică cuplul motorului cu rotor masiv este mai mic și alunecarea sa este mai mare pentru un anumit cuplu rezistent la arbore. Caracteristica mecanică a acestui servomotor, $n = f(M_e)$, este mai căzătoare decît la motoarele obișnuite, alunecarea critică este mai mare, uneori mai mare decît 1, cuplul de pornire este ridicat.

6.2.2.2. Parametrii echivalenți ai rotorului masiv

Pentru deducerea parametrilor echivalenți ai motorului cu rotor masiv se utilizează ecuațiile de pătrundere a cîmpului electromagnetic în medii feromagnetice masive.

Presupunem că statorul creează un cîmp magnetic învîrtitor cu viteza $V = 2f_1 \cdot \tau$, τ fiind pasul polar (fig. 6.7.a). În raport cu un punct 0 situat pe periferia rotorului, în întrefier, la distanțe egale de capete, cîmpul magnetic are o variație sinusoidală în timp, de la o valoare $+H_m$ la 0 și la o valoare maximă de sens contrar $-H_m$. Unda de cîmp magnetic, variabilă în timp pe direcția Ox (tangentă la rotor în punctul 0, considerat ca origine a unui sistem triortogonal de axe), avînd valoarea maximă în momentul inițial considerat, pătrunde în rotor, radial — pe direcția Oy și se propagă ca o undă armonică amortizată în planul xOy. În același timp unda de cîmp electric, armonică, se propagă amortizat în materialul rotorului, rămînînd în planul zOy (perpendicular pe xOy). Între cele două unde armonice există în general un defazaj, dictat de proprietățile materialului. Amplitudinile celor două unde scad pe direcția radială Oy, factorul de amortizare depinde de frecvența cîmpului și parametrii materialului. Atenuarea amplitudinii presupune considerarea existenței

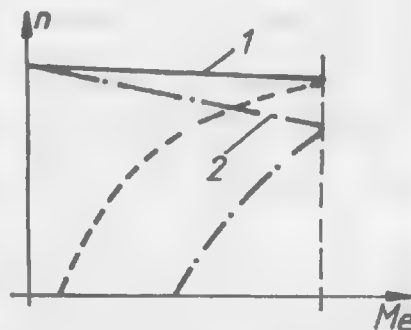


Fig. 6.6.

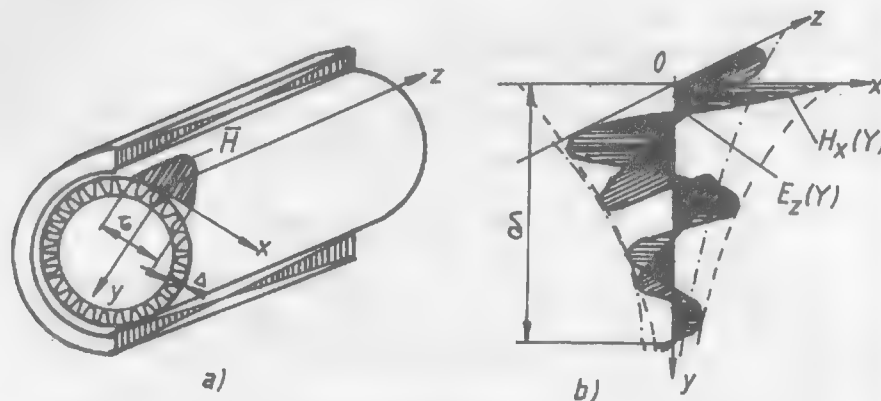


Fig. 6.7.

cîmpului electromagnetic numai într-o zonă superficială a materialului rotoric, numită „adîncime de pătrundere”, Δ .

O analiză simplificată a ecuațiilor cîmpului se face în ipotezele: cîmpul magnetic statoric are variație sinusoidală, permeabilitatea magnetică a materialului rotoric $\mu = \mu_{Fe} \cdot \mu_0$ este constantă (mediu magnetic liniar), lungimea rotorului — mare în raport cu diametrul (curenții turbionari se închid axial).

Eciațiile cîmpului electromagnetic, pentru frecvențe mai mici de 10^{17} Hz (regim cvasistaționar) sînt:

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H} = \vec{J} & \text{div } \vec{D} = \rho_v \\ \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \\ \text{div } \vec{B} = 0 & \vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \\ & \vec{E} = \rho \cdot \vec{J} \end{cases} \quad (6.54)$$

Dacă se consideră $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ versorii axelor Ox, Oy, Oz și componentele cîmpului magnetic \vec{H} , respectiv, ale cîmpului electric \vec{E} pe aceste direcții, vectorii respectivi vor fi:

$$\vec{H} = \vec{H}(H_x, 0, 0), \vec{E} = \vec{E}(0, 0, E_z), \text{ sau } \vec{H} = H_x \vec{i}, \vec{E} = E_z \vec{k}$$

De asemenea rezultă

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = \frac{\partial H_x}{\partial z} \vec{j} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \vec{k} \\ \vec{J} = \frac{1}{\rho} \vec{E} = \frac{1}{\rho} E_z \vec{k} \quad (\text{din 6.54 - 7}) \end{cases} \quad (6.55)$$

$$\text{Întrucît: } \text{rot } \vec{H} = \vec{J}, \text{ se obține: } -\frac{\partial H_x}{\partial y} = \frac{1}{\rho} E_z, \frac{\partial H_x}{\partial z} = 0 \quad (6.56)$$

Dar:

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{E} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{j} \\ \text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \vec{i} \quad (\text{din 6.54 - 2}) \end{cases} \quad (6.57)$$

și rezultă

$$-\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y}, \frac{\partial E_z}{\partial x} = 0 \quad (6.58)$$

Aplicînd operatorul rot ecuației (6.54-1), se obține $\text{rot rot } \vec{H} = \text{rot } \vec{J}$, dar $\text{rot } \vec{J} = \frac{1}{\rho} \text{rot } \vec{E} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial t} (\mu \vec{H}) = -\frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \vec{i}$, adică

$$\text{rot rot } \vec{H} = -\frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \vec{i} \quad (6.59)$$

Ținînd seama de (6.55) și (6.56), se obține

$$\text{rot (rot } \vec{H}) = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & -\partial H_x / \partial y \end{vmatrix} = -\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} \vec{i} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial x \partial y} \vec{j} \quad (6.60)$$

Identificînd (6.59) cu (6.60), se ajunge la ecuația de ordinul doi, de tip parabolic:

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (6.61)$$

Analog se obține o ecuație și pentru componenta E_z a cîmpului electric. Se aplică ecuației (6.54-2) operatorul rot, adică

$$\text{rot (rot } \vec{E}) = -\frac{\partial}{\partial t} (\text{rot } \vec{B}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\text{rot } \vec{H}) = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \vec{J} = -\frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (6.62)$$

similară cu (6.59). Rezultă, urmînd același procedeu,

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial t} \quad (6.63)$$

În cazul cînd cîmpul magnetic este variabil, după o lege armonică, se poate considera

$$H_x = H_m \sin(\omega t + \gamma_0) \quad (6.64)$$

unde γ_0 este faza inițială (la $t = 0$) care caracterizează, de fapt, mărimea cîmpului H_x în punctul 0 considerat, iar ω este frecvența cîmpului, dată de diferența dintre viteza de deplasare a cîmpului învîrtitor statoric și viteza rotorului, $\omega = \omega_s - \omega_r = s \omega_s$ (s — alunecarea).

Se poate trece la reprezentarea în complex a mărimilor armonice, adică

$$H_x = H_m \sin(\omega t + \gamma_0) \rightleftharpoons H_x = H e^{j\gamma_0}, \quad H = \frac{H_m}{\sqrt{2}} \quad (6.65)$$

iar

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} \rightleftharpoons j\omega H_x = j\omega H e^{j\gamma_0} \quad (6.66)$$

Ecuațiile (6.61) și (6.63) devin

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = j \frac{\omega \cdot \mu}{\rho} H_x, \quad \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = j \frac{\omega \cdot \mu}{\rho} E_z \quad (6.67)$$

Împărțind ecuația (6.67-2) la ρ , deoarece $J_z = E_z/\rho$, rezultă

$$\frac{\partial^2 J_z}{\partial y^2} = j \frac{\omega \cdot \mu}{\rho} J_z \quad (6.68)$$

Se introduce notația:

$$\gamma^2 = j \frac{\omega \cdot \mu}{\rho}, \quad \gamma = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\rho}} e^{j\pi/4} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\rho}} e^{j\pi/4} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\rho}} \left(\cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4} \right) = \alpha \cdot (1 + j), \quad (6.69)$$

unde

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{2\rho}} \quad (6.70)$$

Ecuația (6.67) devine

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \gamma^2 \cdot H_x, \quad (6.71)$$

iar soluția sa are forma

$$H_x = A e^{-\gamma \cdot y} + B e^{\gamma \cdot y} = A \cdot e^{-\alpha(1+j)y} + B e^{\alpha(1+j)y} \quad (6.72)$$

unde A și B sînt constante complexe de integrare.

Termenul al doilea din relația (6.72) crește la infinit o dată cu creșterea adîncimii y , fapt care nu este în conformitate cu realitatea, întrucît la suprafața rotorului cîmpul H_x are inițial o valoare finită, de aceea se va considera $B = 0$. Constanta A se determină din condiția inițială:

$$H_x(y=0) = H_{om}/\sqrt{2} \quad (6.73)$$

H_{om} este amplitudinea cîmpului magnetic în întrefier la momentul inițial. Se va presupune că la momentul $t = 0$, H_x are valoarea sa maximă (fig. 6.7.b), iar amplitudinea unde H_x devine amortizată atunci cînd adîncimea y crește.

Expresia cîmpului H_x în mediul feromagnetic este:

$$H_x = H_{oe}^{-\alpha \cdot (1+j)y}, \quad (6.74)$$

iar valoarea sa instantanee:

$$H_{x(y,t)} = \text{Im}(H_x) = H_{om} e^{-\alpha \cdot y} \text{Im} [\cos(\omega \cdot t - \alpha \cdot y) + j \sin(\omega \cdot t - \alpha \cdot y)] = H_{om} e^{-\alpha y} \sin(\omega \cdot t - \alpha \cdot y) \quad (6.75)$$

Viteza de pătrundere a acestei unde se obține dacă se impune condiția ca faza să se mențină constantă, adică:

$$\omega \cdot t - \alpha \cdot y = k, \text{ sau } \frac{d}{dt}(\omega \cdot t - \alpha \cdot y) = 0, \quad \omega = \alpha \cdot \frac{dy}{dt}, \quad \frac{\omega}{\alpha} = v \quad (6.76)$$

Lungimea de undă este:

$$\lambda = vT = \frac{\omega \cdot T}{\alpha} = \frac{2\pi}{\alpha} = 2\pi \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}}, \quad \frac{1}{\alpha} = \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu \cdot \omega}} \quad (6.77)$$

Amplitudinea cîmpului magnetic scade exponențial cu y , iar la distanța $y_0 = \delta$ cîmpul ajunge la valoarea $H_{om} e^{-1} = 0,377 H_{om}$, iar pentru $Y = 4 \cdot \delta$ cîmpul atinge valoarea $0,018 H_{om}$ (sub 2% din valoarea sa maximă).

Densitatea de curent electric indus în material (Foucault) se deduce, conform ecuației (6.54-1), anume:

$$\vec{J} = \text{rot } \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} = -\vec{k} \frac{\partial H_x}{\partial y} + \vec{j} \frac{\partial H_x}{\partial z} = -\vec{k} \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (6.78)$$

unde s-a ținut seama de rel. (6.56).

Folosind expresia în complex a câmpului \underline{H}_x , (6.74) se obține:

$$\underline{J} = \underline{J}_z = \alpha \cdot (1 + j) \cdot \underline{H}_0 e^{-\alpha \cdot (1+j)y}, \quad (6.79)$$

iar expresia instantanee a densității de curent este:

$$\begin{aligned} J_{z(y,t)} = \text{Im}(\underline{J}_z) &= \text{Im}\left(\sqrt{2} \underline{J} e^{j\omega t}\right) = \alpha \cdot \text{Im}\left\{\sqrt{2} \left(\cos \frac{\pi}{4} + i \sin \frac{\pi}{4}\right) e^{-\alpha y} \times \right. \\ &\times \left. \left[H_{0m} \cos(\omega t - \alpha y) + j H_{0m} \sin(\omega t - \alpha y)\right]\right\} = \\ &= \alpha \cdot e^{-\alpha y} \sqrt{2} H_{0m} \sin\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right) = \\ &= J_{0m} e^{-\alpha y} \sin\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \quad (6.80)$$

Așadar, densitatea de curent $J_{z(y,t)}$ este o undă amortizată defazată cu un unghi de aproximativ $\pi/4$ în avans față de $H_{x(y,t)}$.

Pentru materialele feromagnetice utilizate în practică, defazajul sus-menționat este diferit de 45° (între 31° și 37°).

Faptul că cele două unde H_x și J_z nu au aceeași fază arată că transmisia de putere electromagnetică, prin câmp, nu se face în condiții optime sau, în afara componentei active, mai există și o componentă reactivă a puterii electrice.

Câmpul electric în conductorul masiv rotoric este:

$$E_{(y,t)} = \rho \cdot J_{0m} e^{-\alpha y} \sin(\omega t - \alpha y + \varphi); \varphi \approx \frac{\pi}{4} \quad (6.81)$$

Calculul puterii active și reactive se poate efectua utilizând vectorul Poynting, în complex, considerat la suprafața rotorului

$$\underline{S}_{(y=0)} = \underline{E} \times \underline{H}_{(y=0)}^* = \begin{vmatrix} \underline{i} & \underline{j} & \underline{k} \\ 0 & 0 & \underline{E}_z \\ \underline{H}_x^* & 0 & 0 \end{vmatrix} = j \underline{E}_z \underline{H}_x^* = j \alpha \rho (1 + j) \frac{H_{0m}^2}{2} \quad (6.82)$$

Acest vector este orientat deci spre centrul rotorului.

Puterea activă, respectiv reactivă, pe unitatea de suprafață se obține:

$$P_s = \text{Re}(\underline{S}) = \alpha \cdot \rho \cdot H_{0m}^2 / 2, \quad Q_s = \text{Im}(\underline{S}) = \alpha \cdot \rho H_{0m}^2 / 2 \quad (6.83)$$

Amplitudinile intensității câmpului magnetic și electric scad exponențial în mediul conductor, după legea

$$G = G_0 e^{-\alpha y} \quad (6.84)$$

Adâncimea y se deduce astfel

$$Y = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{G_0}{G} \quad (6.85)$$

Distanța $Y_0 = \frac{1}{\alpha} = \delta$, măsurată de la suprafața conductorului în așa fel încât $\ln(G_0/G) = 1$, se numește adâncime de pătrundere

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (6.86)$$

Adâncimea de pătrundere δ se mai poate defini ca distanța de la suprafața conductorului, pe care, curentului total repartizat uniform și sinfazic, îi corespunde aceeași putere activă.

Curentul complex \underline{I}_2 , prin fișia de lățime l măsurată după axa Ox și infinită după raza Oy , se calculează cu relația:

$$\underline{I}_2 = \int_0^\infty \underline{J} l dy = (1 + j) \alpha \cdot \underline{H}_0 l \int_0^\infty e^{-(1+j)\alpha y} dy = l \cdot \underline{H}_0, \quad (6.87)$$

valoarea efectivă a sa fiind

$$I_2 = l \cdot H_{0m} / \sqrt{2} \quad (6.88)$$

În cazul când acest curent ar fi repartizat uniform și sinfazic pe fișia de lățime l și adâncime δ , densitatea de curent corespunzătoare ar fi

$$J = I_2 / (l \cdot \delta) = H_{0m} / (\delta \cdot \sqrt{2}) \quad (6.89)$$

În stratul de adâncime δ , puterea activă absorbită, P_2 — pe unitatea de lungime după axa Oz , calculată cu densitatea de curent J este

$$P_2 = l \cdot \delta \cdot \rho J^2 = \rho \cdot l \frac{H_{0m}^2}{2\delta}, \quad (6.90)$$

iar calculată după relația (6.83) este

$$P_2 = P_s l = l \cdot \alpha \cdot \rho \frac{H_{0m}^2}{2} \quad (6.91)$$

Identificând relațiile (6.90) și (6.91), se obține expresia (6.86) a adâncimii de pătrundere (6.86).

Adâncimea de pătrundere depinde, deci, de parametrii materialului conductor, ρ și μ , și de frecvența câmpului electromagnetic.

Pentru fier, la frecvența de 50 Hz adâncimea de pătrundere este de 1,8 — 2 mm, pentru cupru, $\delta = 9,5$ mm.

În cazul micșorării frecvenței, adâncimea de pătrundere crește. Pentru rotoarele de fier masiv, la frecvența de 1 — 2 Hz, ajunge la 20 mm.

Întrucât frecvența câmpului în rotor, la motoarele asincrone cu rotor masiv depinde de alunecarea s , se poate scrie dependența adâncimii δ de alunecarea s ,

$$\delta = \sqrt{\frac{2p}{\mu\omega_s}} \frac{1}{\sqrt{s}} = \frac{\delta_0}{\sqrt{s}}, \quad (6.92)$$

unde δ_0 este adîncimea corespunzătoare frecvenței cîmpului învîrtitor statoric (~2 mm pentru $f_s = 50$ Hz).

Modificarea adîncimii de pătrundere cu alunecarea conduce de fapt la modificarea rezistenței și respectiv reactanței echivalente a circuitului rotorice, o dată cu sarcina motorului.

Aceasta este particularitatea motorului asincron cu rotor masiv feromagnetic, față de un motor cu rotor lamelar.

Pentru a deduce schema echivalentă a motorului asincron cu rotor masiv vor trebui calculați parametrii circuitului rotorice, în condițiile modificării alunecării, s .

Impedanța echivalentă a rotorului, raportată la stator, este

$$\underline{Z}'_2(s) = R'_2(s) + jX'_2(s), \quad (6.93)$$

unde $R'_2(s)$ nu mai are o valoare constantă, depinzînd de adîncimea de pătrundere, δ , ca de altfel și $X'_2(s)$.

Puterile: activă și reactivă pe unitatea de suprafață, date de rel. (6.83), sînt proporționale cu rezistența R'_2 , respectiv reactanța X'_2 , echivalente ale motorului. Raportul acestora este 1, în cazul teoretic analizat mai sus. Pentru cazurile practice, cînd rotorul este din oțel ($Fe-C$), se constată experimental că raportul acestor puteri este diferit de 1, adică puterea reactivă este egală cu aproximativ 0,6 din puterea activă, ceea ce înseamnă că

$$a = \frac{X'_2}{R'_2} = \text{const}, \quad a \approx 0,6 \quad (6.94)$$

raport care se păstrează indiferent de frecvență (de s).

Rotorul se prezintă ca o coroană cilindrică de grosime δ parcursă de curenții induși (turbionari), care au direcție axială de circulație, densitate de curent J fiind considerată aceeași pe adîncimea δ .

Cîmpul magnetic H pătrunde, de asemenea, în rotor pe o adîncime δ . Avînd în vedere adîncimea de pătrundere a cîmpului H , se poate scrie proporționalitatea (legea circuitului magnetic)

$$H \cdot \delta = m_1 W_1 i_1(s) + m'_2 W'_2 i'_2(s) = H \cdot \delta_0 / \sqrt{s} \quad (6.95)$$

Pentru un rotor asincron normal aceeași relație are forma

$$m_1 W_1 i_{1n} + m'_2 W'_2 i'_{2n} = m_1 W_1 i_m = \text{ct} \quad (6.96)$$

Relația (6.95) pentru motorul cu rotor masiv se poate scrie

$$m_1 W_1 i_{10} \sqrt{s} + m'_2 W'_2 i'_{20} \sqrt{s} = \text{ct}. \quad (6.97)$$

Adică, în condițiile cînd solenația de magnetizare se consideră constantă, curenții statorici și rotorici depind de alunecare în sensul amplificării lor cu \sqrt{s} , $i'_2(s) = i'_{20} \sqrt{s}$.

6.2.2.3. Schema echivalentă și cuplul electromagnetic al motorului cu rotor masiv

În scopul obținerii unei scheme electrice echivalente pe fază, la un motor cu rotor masiv, similară cu cea prezentată în fig. 6.3, valabilă pentru un motor cu rotor normal, vom ține seama de faptul că tensiunea \underline{U}_1 , de alimentare statorică, este constantă, iar căderile de tensiune pe impedența statorului (\underline{Z}_1 sînt reduse, încît tensiunea pe ramura din mijloc, deci și asupra impedenței rotorice se menține aproximativ constantă.

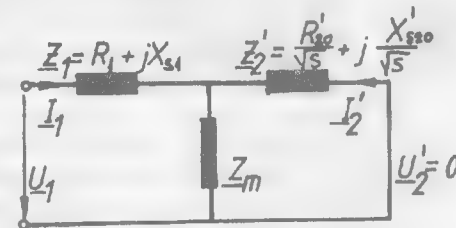


Fig. 6.8.

Modulele mărimilor rotorice satisfac, deci, condiția aproximativă:

$$U_1 \approx i'_2(s) Z'_2(s) = \text{ct. unde } i'_2(s) = i'_{20} \sqrt{s} \quad (6.98)$$

conform schemei echivalente din fig. 6.3.

Așadar

$$Z'_2(s) = \frac{U_1}{i'_{20} \sqrt{s}} = \frac{Z'_{20}}{\sqrt{s}} \quad (6.99)$$

Ținînd seama de relația (6.94), rezultă

$$Z'_2(s) = \frac{R'_{20}}{\sqrt{s}} + j \frac{X'_{20}}{\sqrt{s}}, \quad (6.100)$$

iar schema electrică echivalentă pe fază a motorului cu rotor masiv se prezintă în fig. 6.8.

Rezistența R'_{20} corespunde situației de pornire, cînd $s = 1$.

Cuplul electromagnetic al motorului asincron cu rotor masiv se poate obține după expresia (6.31), dar în care se introduce rezistența rotorică echivalentă dată de (6.100), adică:

$$M_e = \frac{3pR'_{20}}{\omega_s \cdot \sqrt{s}} i'^2_2 \quad (6.101)$$

curentul i'_2 obținîndu-se din schema echivalentă prezentată în fig. 6.8.

$$i'_2 = \frac{-U_1}{Z_1 + \underline{Z}_m \underline{Z}'_2 / (\underline{Z}_m + \underline{Z}_2)} \cdot \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_2} = \frac{-U_1}{Z_1 + c_1 \underline{Z}'_2}, \quad c_1 \approx 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \quad (6.102)$$

Avînd în vedere expresiile \underline{Z}_1 și \underline{Z}'_2 se obține:

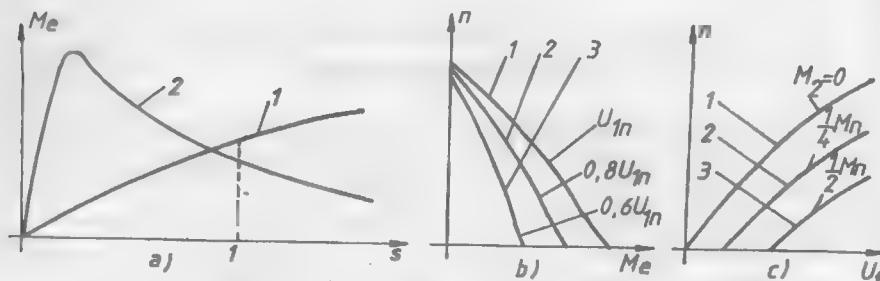


Fig. 6.9.

$$I'^2_2 = \frac{U_1^2}{(R_1 + C_1 R'_{20} / \sqrt{s})^2 + (X_{s1} + C_1 X'_{s20} / \sqrt{s})^2}, \quad (6.103)$$

iar expresia (6.101) a cuplului devine:

$$M_e = \frac{3p}{2} \frac{U_1^2}{\omega s \sqrt{s} (R_1^2 + X_{s1}^2) + 2c_1(R_1 R'_{20} + X_1 X'_{s20}) + c_1^2 (R'^2_{20} + X'^2_{s20}) / \sqrt{s}}, \quad (6.104)$$

Pentru $s = 0$, $M_e = 0$; pentru $s = \infty$, $M_e = 0$, valoarea cuplului devine maximă pentru situația când $M'_e(s) = 0$.

Se obține:

$$M'_e = k_M \left(\frac{1}{A_1 \sqrt{s} + B_1 + c_1 / \sqrt{s}} \right)' = 0, \quad s = s_{cr} = \frac{c_1^2 (R'^2_{20} + X'^2_{s20})}{R_1^2 + X_{s1}^2} \quad (6.105)$$

Alunecarea critică la motoarele cu rotor masiv este mult mai mare decât la motoarele cu rotor obișnuit, ajungând la valori $S_{cr} = 4 - 10$.

Caracteristica $M_e = f(s)$ la motoarele cu rotor masiv diferă mult față de cea a motorului cu rotor obișnuit (fig. 6.9. a — curba 1, față de curba 2).

Caracteristicile mecanice ale motoarelor cu rotor masiv sînt, în general, univoce. Întrucît alunecarea critică este supraunitară. Panta caracteristicilor $n = f(M_e)$, fig. 6.9. b, se modifică o dată cu variația tensiunii de alimentare, viteza de rotație se poate micșora prin diminuarea tensiunii statorice — curbele 1, 2, 3. Faptul că aceste caracteristici își modifică panta constituie un dezavantaj în raport cu servomotoarele de c.c. comandate prin tensiune.

În fig. 6.9. c se prezintă caracteristicile $n = f(U_1)$ la $M_2 = ct$

Viteza de rotație crește o dată cu creșterea tensiunii, caracteristicile de reglaj fiind, în general, convenabile în acționări industriale.

Procedeul de reglare a vitezei servomotorului cu rotor masiv este mai comod în cazul motorului bifazat alimentat de la o rețea monofazată, reglajul realizîndu-se prin variația tensiunii aplicate uneia dintre cele două înfășurări.

6.2.2.4. Concluzii

Servomotorul asincron cu rotor masiv are o construcție mai simplă decât cea a unui motor asincron cu rotor în colivie. Rotorul poate fi executat și sub forma unui cilindru gol, grosimea materialului avînd valori mai mici chiar de 10 mm. (28)

Cuplul de pornire este de ordinul de mărime al cuplului de pornire al unui motor cu rotor în colivie de același gabarit.

Curentul absorbit de la rețea este, în regim de pornire, mai mare cu cîteva procente decât valoarea nominală, iar în regim de mers în gol este mai mic decât cel al unui motor cu rotor în scurtcircuit. Micșorarea curentului de mers în gol se realizează prin diminuarea întrefierului stator — rotor la limita admisă din punct de vedere mecanic. Șocurile de curent absorbit de la rețea sînt mult mai reduse față de cazul motorului cu rotor în colivie.

Pierderile de puteri sînt mari, datorită rezistenței echivalente rotorice mari, randamentul — mic, de asemenea, factorul de putere.

Servomotorul cu rotor masiv se pretează la acționări intermitente, întrucît în regim de lungă durată conduce la încălziri excesive mai ales ale rotorului. Gama de puteri se poate extinde, dacă se folosesc instalații de răcire cu aer sau chiar cu apă, în special pentru rotor.

Caracteristicile de reglaj pentru procedeul simplu al modificării tensiunii de alimentare sînt destul de convenabile, apropiate de cele ale motorului serie universal.

Performanțele energetice se pot îmbunătăți, dacă se execută o acoperire cu cupru a rotorului (prin electroliză) sau dacă se folosesc inele de scurtcircuitare rotorice din Cu. În aceste cazuri caracteristicile de funcționare se apropie de cele ale motoarelor cu rotor în colivie. Există construcții la care rotorul prezintă și canale longitudinale, rezistența sa echivalentă diminuîndu-se.

În anumite aplicații se folosesc motoare hibride care au o porțiune de rotor masiv și alta cu colivie, rotorul avînd și posibilitatea deplasării axiale, realizîndu-se în acest mod un reglaj al vitezei, comandat de procesul tehnologic.

6.2.3. SERVOMOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE

6.2.3.1. Generalități

În categoria servomotoarelor asincrone monofazate intră motoarele de mică putere cu alimentare de la o rețea monofazată. Aceste motoare se utilizează în acționarea utilajelor casnice, în automatizări, în instalații de ventilație, în medicină, în diverse echipamente auxiliare, etc. Au căpătat o largă răspîndire datorită unor avantaje nete în raport cu alte tipuri de motoare: preț de cost redus, lipsa paraziților telefonici, siguranță în funcționare, posibilitatea alimentării de la rețeaua monofazată, etc.

Ca dezavantaje se pot semnală: cuplul de pornire mic sau moderat, posibilități reduse de reglaj al vitezei, factor de putere și randament mic.

Din varietatea de motoare cu alimentare monofazată vor fi analizate: motoarele monofazate propriu-zise, motoarele monofazate cu fază auxiliară, motoarele cu spiră în scurtcircuit (cu poli ecranați).

6.2.3.2. Motoare asincrone monofazate propriu-zise

Un motor asincron monofazat poate fi obținut dacă la rețeaua de alimentare a unui motor trifazat se întrerupe o fază. În această situație, cele două înfășurări înseriate (care ocupă 2/3 din creștăturile statorului) conectate între două faze (sau între o fază și nul) sînt parcurse de același curent, iar cîmpul statoric, monofazat,

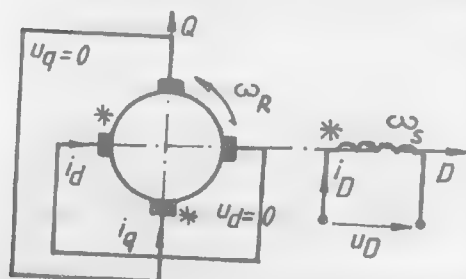


Fig. 6.10.

menține rotirea rotorului, bîncîntele la un cuplu maxim mai mic decît al motorului trifazat inițial, viteza de rotație micșorîndu-se la același cuplu pe arbore.

Pentru a deduce expresia cuplului motorului asincron monofazat, se va considera mașina electrică generalizată avînd o singură înfășurare statorică, plasată în axa D , și două înfășurări rotorice identice legate la comutator, situate în axele d și q , fig. 6.10.

Ecuatiile mașinii monofazate se deduc din cele ale mașinii generalizate pentru cazul particular cînd $U_Q = 0$, $i_Q = 0$. Adică, în ecuațiile (6.6) se renunță la linia a doua și coloana a doua. În regim sinusoidal permanent, ecuațiile mașinii monofazate devin:

$$\begin{bmatrix} U_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & jX_m \\ -(1-s)X_m & R_2 + jX_2 & -(1-s)X_2 \\ jX_m & (1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_D \\ I_q \\ I_d \end{bmatrix} \quad (6.106)$$

Se introduc mărimile relative:

$$r_1 = \frac{R_1}{X_m}, \quad r_2 = \frac{R_2}{X_m}, \quad c_1 = \frac{X_1}{X_m} = \frac{X_{s1} + X_m}{X_m} = 1 + X_{s1} \\ c_2 = \frac{X_2}{X_m} = \frac{X_{2s} + X_m}{X_m} = 1 + X_{s2} \quad (6.107)$$

Se face precizarea că mărimile rotorice, cu indicele 2, au fost raportate la stator. De asemenea, X_{s1} , X_{s2} sînt reactanțe de scăpări, care reprezintă cîteva procente din reactanța utilă X_m , iar rezistențele relative r_1 , r_2 au, în general, valori reduse la motoarele obișnuite (spre deosebire de servomotoarele asincrone cu rotor special).

Pentru deducerea cuplului electromagnetic mediu al motorului monofazat, rel. (6.25), se vor determina I_D și I_q din ecuațiile (6.106). Se obțin:

$$I_D = \frac{\det(I_D)}{D}, \quad \det(I_D) = X_m^2 \cdot \begin{vmatrix} U_D & 0 & j \\ 0 & r_2 + jc_2 & -(1-s)c_2 \\ 0 & (1-s)c_2 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix} \\ D = X_m^3 \cdot \begin{vmatrix} r_1 + jc_1 & 0 & j \\ -(1-s) & r_2 + jc_2 & -(1-s)c_2 \\ j & (1-s)c_2 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix} \quad (6.108) \\ I_q = \frac{\det(I_q)}{I}, \quad \det(I_q) = X_m^2 \cdot \begin{vmatrix} r_1 + jc_1 & U_D & j \\ -(1-s) & 0 & -(1-s)c_2 \\ j & 0 & r_2 + jc_2 \end{vmatrix}$$

După efectuarea calculelor se obțin

$$\det(I_D) = X_m^2 U_D [r_2^2 - s(2-s)c_2^2 + 2jr_2c_2], \quad \det(I_q) = X_m^2 U_D r_2(1-s), \\ D = X_m^3 \{r_1 r_2^2 - r_1 c_2^2 + r_1(1-s)^2 c_2^2 - 2r_2 c_1 c_2 + r_2 + \\ + j[2r_1 r_2 c_2 + c_1 r_2^2 - c_2(c_1 c_2 - 1)s(2-s)]\}. \quad (6.109)$$

Expresia cuplului electromagnetic mediu (6.25) devine:

$$M_e = \text{Re}[-M I_D I_q^*] = -\frac{X_m}{\omega_s} \text{Re}[I_D I_q^*] = -\frac{X_m}{\omega_s} \text{Re}\left[\frac{\det(I_D)(\det(I_q))^*}{D D^*}\right] = \\ = -\frac{X_m^5}{\omega_s} \text{Re}\left\{\frac{U_D^2 [r_2^2 - s(2-s)c_2^2 + 2jr_2c_2] r_2(1-s)}{D^2}\right\} = \frac{U_D^2}{\omega_s X_m} \times \quad (6.110) \\ \times \frac{[s(2-s)c_2^2 - r_2^2] r_2(1-s)}{[2r_2 c_1 c_2 - r_2 + r_1 c_2^2 s(2-s) - r_1 r_2^2]^2 + [c_2(c_1 c_2 - 1)s(2-s) - c_1 r_2^2 - 2r_1 r_2 c_2]^2}$$

În condițiile neglijării termenilor de la numitor care conțin $r_1 r_2$, r_1^2 sau r_2^2 , în raport cu ceilalți și considerînd pentru simplitate $c_1 \approx c_2 \approx c$, expresia (6.110) a cuplului devine: [29]

$$M_e = \frac{U_D^2}{\omega_s X_m} \frac{r_2(1-s)[s(2-s)c^2 - r_2^2]}{[2r_2 c^2 - r_2 + r_1 c^2 s(2-s)]^2 + c^2(c^2 - 1)^2 s^2(2-s)^2} \quad (6.110')$$

Din relațiile (6.110) și (6.110') se deduc următoarele:

— Pentru $s = 1$, $M_e = 0$, adică motorul monofazat nu are cuplu de pornire.

— Considerînd dependența $M_e = M_e(s)$; dacă $s = 1 - \alpha$, unde $1 > \alpha > 0$, rezultă $M_e(1 - \alpha) = -M_e(1 + \alpha)$. Justificare: pentru $s = 1 - \alpha$, termenul $1 - s$

devine α , în timp ce pentru $s = 1 + \alpha$, același termen devine $-\alpha$, termenii $s(2-s)$ devin $(1-\alpha)(1+\alpha)$, respectiv $(1+\alpha)(1-\alpha)$. Dependența $M_e(s)$ admite, deci, simetrie în raport cu punctul de coordonate $s = 1$, $M_e = 0$, care corespunde situației de pornire. Dacă $s \neq 1$, încît $s = 1 - \alpha$, deci $\omega_s - \omega_R = (1 - \alpha) \cdot \omega_s$, sau $\omega_R = \alpha \cdot \omega_s$, cuplul devine pozitiv, adică în sensul creșterii vitezei. Dimpotrivă dacă $s = 1 + \alpha$; $\omega_R = -\alpha \cdot \omega_s$, atunci cuplul este negativ. Așadar, motorul monofazat are cuplul pozitiv sau negativ orientat în același sens cu cel al vitezei imprimată din exterior, fiind capabil să se rotească în ambele sensuri, după cum este „lansat“.

— Pentru $s = 0$ rezultă $M_e < 0$, iar pentru $s = 2$, $M_e > 0$. Spre deosebire de motorul trifazat, la care pentru $s = 0$ rezultă $M_e = 0$, caracteristica $M_e = f(s)$ la motorul monofazat nu mai trece prin punctul (0,0). Se poate determina alunecarea s_0 , pentru $M_e = 0$, din ecuația (6.110)

$$-c_2^2 s^2 + 2c_2^2 s - r_2^2 = 0, \quad s_{01,2} = 1 \pm \sqrt{1 - (r_2/c_2)^2} \quad (6.111)$$

Avînd în vedere considerațiile de mai sus, caracteristica $M_e = f(s)$ arată ca în fig. 6.11, curba a).

— Este posibil ca pentru $0 < s < 1$ cuplul M_e să fie negativ, dacă $s(2-s)c_2^2 < r_2^2$. Cum produsul $s(2-s)$ în această plajă de valori ale lui s are valoare maximă 1, condiția de mai sus este asigurată, dacă: [47]

$$r_2^2 > c_2^2 \text{ sau } R_2 > X_m + X_{s2} \quad (6.112)$$

Caracteristica $M_e = f(s)$ este reprezentată de curba b) din fig. 6.11.

Se spune că motorul îndeplinește în acest caz condiția de „autofrînare“. În adevăr dacă rotorul este lansat din poziția de pornire într-un sens ($s < 1$) cuplul motorului este negativ, avînd tendința de readucere a rotorului în situația de pornire $s = 1$. Aceste motoare nu se pot lansa, caracteristicile $M(s)$ devenind aproape liniare. Condiția (6.112) este îndeplinită de servomotoarele asincrone (bifazate).

— La motoarele normale există două valori ale alunecării, cuprinse între 0 și 2, pentru care M_e trece prin valori extreme, anume: pentru $s = s_{cr}$, $M_e = M_{ecr}$, iar pentru $s = 2 - s_{cr}$, $M_e = -M_{ecr}$. Porțiunea trasată cu linie plină a curbei a) constituie zona de funcționare stabilă a motorului. Valorile s_{cr} , respectiv $2 - s_{cr}$, se obțin prin derivarea expresiei (6.110) în raport cu s și egalarea sa cu 0. Valoarea alunecării critice s_{cr} are o expresie analitică complicată, în general, determinarea aproximativă fiind posibilă în cazuri concrete.

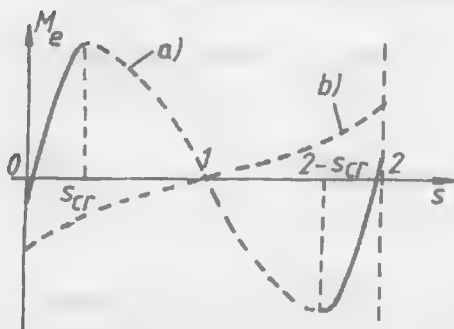


Fig. 6.11.

— În cazul cînd se impune alunecarea critică, este posibilă determinarea unei rezistențe rotorice optime încît cuplul M_{ecr} să aibă o valoare maximă.

Motoarele asincrone monofazate propriu-zise prezintă unele dezavantaje: absența cuplului de pornire, cuplu util redus, pierderi de putere mari (randament scăzut), întrucît lucrează la alunecări mari. Problema pornirii se rezolvă prin lansarea cu un cuplu exterior aplicat rotorului în sensul de rotație dorit.

Observație. Alura caracteristicii $M_e = f(s)$ a motorului monofazat se poate deduce calitativ, utilizînd teorema de descompunere a cîmpului monofazat în două cîmpuri învîrtitoare de sensuri contrare.

Înfășurarea statorică alimentată de la rețea produce un cîmp magnetic cu expresia analitică:

$$B(\alpha, t) = B_m \sin \omega \cdot t \cos p \cdot \alpha, \quad (6.113)$$

adică o undă staționară cu ventrele în axa înfășurării.

Aplicînd o transformare trigonometrică cunoscută, se obține:

$$B(\alpha, t) = \frac{B_m}{2} [\sin(\omega t - p \cdot \alpha) + \sin(\omega t + p \cdot \alpha)] = B_d + B_i \quad (6.114)$$

Cîmpurile magnetice învîrtitoare se rotesc cu viteze egale, dar contrare:

$$\Omega_d = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{\omega}{p}, \quad \Omega_i = -\frac{\omega}{p} \quad (6.115)$$

Adică, un motor monofazat poate fi echivalent cu două motoare trifazate pe stator, unul cu cîmp învîrtitor în sens direct, care creează un cuplu direct M_d (fig. 6.12) și altul cu cîmp învîrtitor de sens invers, care creează un cuplu invers M_i .

Cînd rotorul este imobil, cele două cîmpuri statorice sînt egale, deci și cuplurile direct și invers sînt egale; încît cuplul rezultat este nul, motorul nu poate porni. Dacă rotorul este lansat într-un sens, cel direct, de exemplu, cuplul direct devine mai mare decît cel invers, încît cuplul rezultat este diferit de zero, fiind în sensul de rotație direct. Față de cîmpul direct statoric alunecarea devine subunitară, s_d , față de cîmpul invers alunecarea devine $s_i = 2 - s_d$, supraunitară. Dacă se caracterizează cele două cîmpuri statorice prin inducțiile corespunzătoare, rezultă $B_d > B_i$ datorită reacțiilor diferite ale rotorului la aceste alunecări. Însumînd punct cu punct caracteristicile $M_d = f(s)$ și $M_i = f(s)$, se obține curba cuplului rezultat $M_{rez} = f(s)$ valabilă pentru motorul monofazat (fig. 6.12).

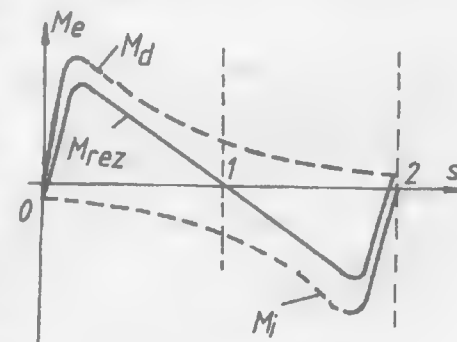


Fig. 6.12.

6.2.3.3. Servomotoare asincrone cu fază auxiliară

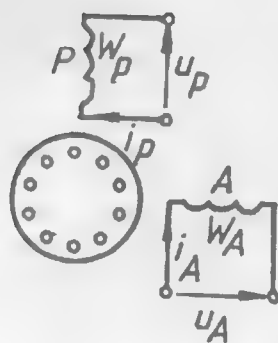


Fig. 6.13.

Întrucît servomotoarele monofazate nu prezintă cuplul de pornire, fiind necesară o lansare exterioară, se recurge la utilizarea unei a doua înfășurări pe stator, decalată în spațiu la 90° el., numită fază a u x i l i a r ă, încît statorul creează un câmp magnetic învîrtitor. Condiția care se mai cere în acest caz este ca prin faza auxiliară să circule un curent defazat cu aproximativ 90° el. în timp față de curentul prin faza principală. Ideal, câmpul rezultat în mașină este perfect circular, dacă cele două solenații create de faza principală și auxiliară au amplitudini egale, iar curenții sînt defazați la 90° el. În cazuri reale, dacă cele două solenații nu sînt de amplitudini egale sau nu sînt defazate la 90° el., câmpul magnetic rezultat nu este circular (devenind eliptic) și se descompune într-un câmp direct (cel mai

mare) și altul invers, fiecare dintre ele creează cîte un cuplu, rotorul rotindu-se în sensul câmpului direct.

O analiză calitativă a funcționării motorului cu fază auxiliară se poate efectua utilizînd principiul descompunerii câmpurilor magnetice create de cele două înfășurări: principală P și auxiliară A în componente învîrtitoare (fig. 6.13).

Dacă se consideră solenațiile celor două înfășurări (fundamentalele),

$$\begin{aligned} \theta_P &= k_{WP} W_P I_{pm} \sin \omega t \\ \theta_A &= k_{WA} W_A I_{Am} \sin(\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (6.116)$$

unde $k_{WP} W_P$, $k_{WA} W_A$ sînt numerele efective de spire ale celor două înfășurări, inducțiile create în întrefier vor avea expresiile analitice:

$$\begin{aligned} B_P(\alpha, t) &= k_P I_P \sin \omega t \cos p \alpha \\ B_A(\alpha, t) &= k_A I_A \sin(\omega t - \varphi) \cos \left(p \cdot \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (6.117)$$

unghiul φ exprimă defazajul dintre curenții prin cele două faze, iar $\frac{\pi}{2}$ este decalajul spațial dintre înfășurări.

Câmpul rezultat se obține prin suprapunerea efectelor, adică:

$$\begin{aligned} B_{rez}(\alpha, t) &= B_P(\alpha, t) + B_A(\alpha, t) = \frac{k_P I_P}{2} \sin(\omega t - p \alpha) + \frac{k_P I_P}{2} \sin(\omega t + p \alpha) + \\ &+ \frac{k_A I_A}{2} \sin \left(\omega t - p \alpha - \varphi + \frac{\pi}{2} \right) + \frac{k_A I_A}{2} \sin \left(\omega t + p \alpha - \frac{\pi}{2} - \varphi \right) \end{aligned} \quad (6.118)$$

În cazul cînd $\varphi = \frac{\pi}{2}$, rezultă:

$$B_{rez}(\alpha, t) = \frac{1}{2}(k_P I_P + k_A I_A) \sin(\omega t - p \alpha) + \frac{1}{2}(k_P I_P - k_A I_A) \sin(\omega t + p \alpha) \quad (6.119)$$

Adică, în mașină apar două câmpuri învîrtitoare: unul direct și altul invers; câmpul invers este nul, dacă $k_P I_P = k_A I_A$.

Motorul cu fază auxiliară posedă un câmp învîrtitor (circular), dacă solenațiile celor două înfășurări sînt egale, iar curenții prin înfășurări sînt în cuadratură.

Cînd una din aceste condiții nu este îndeplinită, câmpul magnetic în mașină cuprinde cele două componente învîrtitoare, care produc două cupluri: unul direct M_d și altul invers M_i , iar cuplul M_{rez} menține rotirea rotorului în sensul direct de rotație, la alunecări $s \in (0, 1)$, fig. 6.14. Motorul are cuplul de pornire.

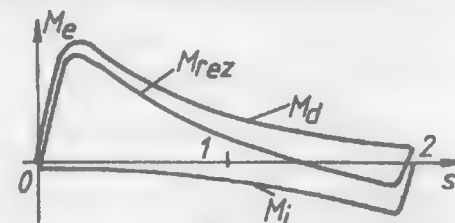


Fig. 6.14.

Motoarele cu fază auxiliară se alimentează de la o rețea monofazată, defazarea celor doi curenți se realizează prin introducerea de elemente de circuit defazoare (condensatoare, bobine, rezistoare) în circuitul fazei auxiliare FA

În practică se adoptă una din soluțiile:

— motor cu fază auxiliară și defazor înseriat (C , L sau R), folosită numai pentru pornire, întrerupătorul K — centrifugal deconectează FA. după ce viteza rotorului depășește 70-80% din valoarea nominală (fig. 6.15.a);

— motor cu FA cu două condensatoare introduse în faza auxiliară, unul de valoare mai mare, folosit numai în primul moment, al pornirii, C_p , și altul care rămîne conectat permanent în circuit, C_f (fig. 6.15.b);

— motor cu fază auxiliară cu condensator înseriat funcționînd în permanență (atît la pornire cît și la funcționare);

— motor cu fază auxiliară realizată astfel încît, prin construcție, să aibă o rezistență care să introducă un defazaj al curentului, permițînd pornirea, eventual să se întrerupă în timpul funcționării.

În toate aceste cazuri prezentate faza auxiliară este plasată geometric la un unghi de $\frac{\pi}{2}$ rad. el. față de faza principală.

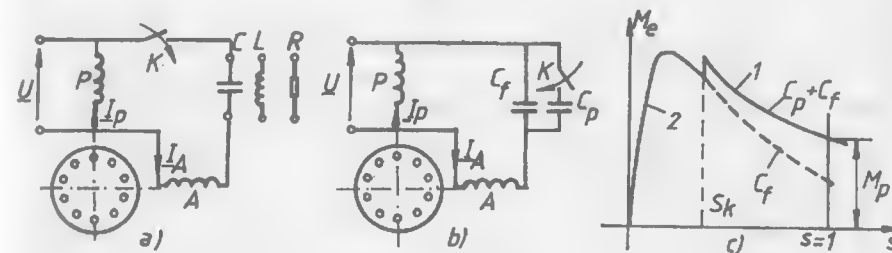


Fig. 6.15.

Există variante care utilizează înfășurări auxiliare plasate la unghiuri diferite de 90° ($100^\circ - 110^\circ$) în raport cu faza principală.

În cazul utilizării condensatoarelor de pornire (fig. 6.15. b) caracteristica $M = f(s)$ este prezentată prin curba 1, fig. 6.15.c, motorul avînd cuplu de pornire ridicat. În momentul deconectării C_p din circuitul FA, punctul de funcționare trece pe caracteristica 2, corespunzătoare capacității C_f introduse în circuitul FA. Funcționarea motorului cu condensator în FA permite obținerea unor performanțe energetice mai bune.

Determinarea defazorului optim [30]

Curenții prin înfășurările motorului monofazat depind esențial de alunecare (rel. 6.6), încît condițiile de funcționare optimă a motorului (solenaii egale produse de cele două înfășurări și defazaj în timp de $\pi/2$ rad. el. a curenților), pentru o anumită capacitate introdusă în circuitul FA, sînt valabile numai pentru un s anume. Altfel spus, pentru înfășurări date (ca număr de spire, distribuție în creștături, secțiune a conductoarelor), o anumită capacitate C din FA, realizează în întrefier un cîmp apropiat de unul circular numai la o anumită alunecare s . Mai mult decît atît, pentru înfășurări date, folosirea unei anumite capacități înseriate în faza auxiliară nu conduce totdeauna la obținerea ambelor condiții (de funcționare optimă) simultan, adică se poate ca cele două solenaii să fie egale, dar să nu fie un defazaj de $\pi/2$ red. el. între curenți sau reciproc. Din punct de vedere matematic rezolvarea problemei obținerii ambelor condiții simultan nu este posibilă decît în situații particulare și pentru o anumită valoare a alunecării.

De exemplu, pentru a obține un cuplu de pornire maxim ($s = 1$) este necesar ca cele două condiții, de egalitate a solenaiilor și de defazaj a curenților la $\pi/2$ rad., să fie îndeplinite simultan, de aceea sînt necesare două elemente de circuit introduse în circuitul FA, pentru ca problema să aibă soluție. Tot în același mod se pune problema și dacă la o anumită alunecare s_N (nominală) se cere o funcționare optimă (cu cîmp circular), cînd în FA se conectează tot două elemente de circuit, în general de alți parametri față de cei ai elementelor utilizate pentru pornire.

În fig. 6.16.a și b, se prezintă două variante de scheme care permit funcționarea optimă a motorului cu F. A. Valorile rezistențelor și capacităților folosite se deduc

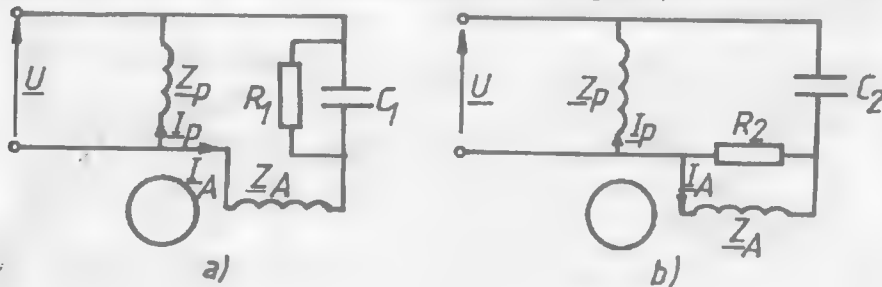


Fig. 6.16.

din condițiile ca cele două înfășurări să realizeze solenaii egale și defazate la $\pi/2$ rad.

A. În cazul cînd cele două înfășurări, P — principală și A — auxiliară, conțin același nume de spire și au aceeași repartiție în creștăturile statorului, eventual diferă prin secțiunea conductoarelor din care sînt realizate, se obțin, pentru rezistențe și capacități, valorile:

$$R_1 = \frac{1 + k^2 + 2k \sin(\varphi_A - \varphi_P)}{\sin \varphi_P - k \cos \varphi_A} Z_p, \quad (6.120)$$

$$C_1 = \frac{\cos \varphi_P + k \sin \varphi_A}{\omega Z_p [1 + k^2 + 2k \sin(\varphi_A - \varphi_P)]}$$

$$R_2 = \frac{k^2 + k \sin(\varphi_A - \varphi_P)}{\sin \varphi_P - k \cos \varphi_A} Z_p, \quad C_2 = \frac{\sin \varphi_A}{\omega Z_p [k + \sin(\varphi_A - \varphi_P)]}, \quad (6.121)$$

$$\text{unde: } k = Z_A / Z_p, Z_p = Z_p e^{j \cdot \varphi_P}, Z_A = Z_A e^{j \cdot \varphi_A} \quad (6.122)$$

Existența acestor valori, pozitive, este asigurată de

$$Z_p \sin \varphi_P > Z_A \cos \varphi_A \quad (6.123)$$

În cazul particular: $Z_p = Z_A$ (înfășurări identice) rezultă

$$k = 1, \quad \varphi_P + \varphi_A = \frac{\pi}{2}, \quad \varphi_P = \varphi_A = \frac{\pi}{4} \quad (6.124)$$

rezistențele R_1 sau R_2 tind la infinit, deci se obține funcționarea optimă a motorului numai cu un condensator în serie cu FA, valoarea capacității fiind

$$C = \frac{\sin \varphi_A}{Z_p} = \frac{\sqrt{2}}{2\omega \cdot Z_p} \quad (6.125)$$

Impedanțele complexe ale înfășurărilor (6.122) depind de regimul de funcționare a mașinii, deci de alunecarea s .

La pornire ($s = 1$), Z_p , φ_P , Z_A , φ_A au anumite valori, corespunzătoare regimului de scurtcircuit, iar la funcționarea în sarcină nominală ($s = s_N$) aceleași mărimi au valori mult diferite de primele.

Dacă se cunosc parametrii de scurtcircuit ai celor două înfășurări din datele de proiectare sau din încercări experimentale, se pot determina R_{1P} , C_{1P} sau R_{2P} , C_{2P} , care realizează condiția optimă de pornire.

De asemenea, dacă se cunosc parametrii înfășurărilor, corespunzători regimului nominal de funcționare, se determină R_{1N} , C_{1N} sau R_{2N} , C_{2N} .

Trecerea de la valorile parametrilor R și C corespunzătoare pornirii la cele corespunzătoare regimului nominal se poate face cu ajutorul unor contacte centrifugale.

Dimensionarea rezistoarelor și condensatoarelor necesare schemelor prezentate se efectuează utilizînd expresiile puterilor active, respectiv reactive:

$$P_{R1} = \frac{U^2}{Z_p} (\sin \varphi_P - k \cos \varphi_A), \quad Q_{C1} = \frac{U^2}{Z_p} (k \sin \varphi_A + \cos \varphi_P) \quad (6.126)$$

$$P_{R2} = \frac{U^2}{Z_p} \cdot \frac{\sin \varphi_P - k \cos \varphi_A}{1 + \frac{1}{k} \sin(\varphi_A - \varphi_P)},$$

$$Q_{C2} = \frac{U^2}{Z_p} \cdot \frac{\sin \varphi_A [1 + k^2 + 2k \sin(\varphi_A - \varphi_P)]}{k + \sin(\varphi_A - \varphi_P)} \quad (6.127)$$

Expresiile (6.126) și (6.127) pot constitui criterii de alegere a uneia din variantele a) sau b). Astfel, dacă ne referim la expresiile puterilor active P_R , evident se preferă varianta la care puterea este mai mică, din considerente energetice. De exemplu, se impune utilizarea schemei b), dacă $P_{R2} < P_{R1}$, adică

$$\frac{1}{k} \sin(\varphi_A - \varphi_P) > 0 \text{ sau } \varphi_A > \varphi_P \quad (6.128)$$

Este posibil ca această condiție să nu fie îndeplinită, de exemplu, la pornire, dar este îndeplinită la funcționarea nominală. Decizia privitoare la alegerea uneia dintre variantele a) sau b) depinde și de tipul acționării (mașinii de lucru).

Pentru motoarele care, în regim normal, funcționează numai cu faza principală alimentată la rețea, se determină valorile R și C corespunzătoare pornirii optime, adoptîndu-se schema de conexiuni din fig. 6.16.a, iar în circuitul fazei auxiliare se introduce un întrerupător centrifugal.

B. În cazul cînd cele două înfășurări diferă ca număr de spire și repartie în crestături, rezistențele și capacitățile schemelor de pornire și funcționare sînt funcție și de raportul c dintre numerele efective de spire ale înfășurării auxiliare și principale:

$$c = k_W W_A / (k_W P W_P), \quad (6.129)$$

unde k_W , W_A , respectiv $k_W P$, W_P , sînt factorii de bobinaj și numerele de spire ale înfășurării auxiliare, respectiv principale.

Condiția ca solenațiile produse de cele două înfășurări să fie egale este:

$$k_W P W_P I_P = k_W A W_A I_A \text{ sau } c I_A = I_P \quad (6.130)$$

Folosind notațiile (6.122), se obțin valorile optime pentru rezistențe și capacități, anume: pentru schema din fig. 6.16.a.

$$R_1 = \frac{c^2 + k^2 + 2ck \sin(\varphi_A - \varphi_P)}{c \sin \varphi_P - k \cos \varphi_A} Z_p,$$

$$C_1 = \frac{c \cos \varphi_P + k \sin \varphi_A}{\omega Z_p [c^2 + k^2 + 2ck \sin(\varphi_A - \varphi_P)]}, \quad (6.131)$$

respectiv pentru schema din fig. 6.16.b,

$$R_2 = \frac{k^2 + ck \sin(\varphi_A - \varphi_P)}{c \sin \varphi_P - k \cos \varphi_A} Z_p, \quad C_2 = \frac{\sin \varphi_A}{\omega Z_p [k + c \sin(\varphi_A - \varphi_P)]} \quad (6.132)$$

Evident, cazul optim, corespunzînd situației cînd R_1 și R_2 tind la infinit, deci cînd se impune numai utilizarea unui condensator în faza auxiliară, se obține dacă:

$$c \sin \varphi_P = k \cos \varphi_A \quad (6.133)$$

Condiția de existență a valorilor pozitive pentru R_1 și R_2 este

$$c \sin \varphi_P \geq k \cdot \cos \varphi_A \quad (6.134)$$

Dimensionarea rezistoarelor și condensatoarelor utilizate în schemele prezentate mai sus se efectuează folosind expresiile puterilor active, respectiv reactive, anume:

$$P_{R1} = \frac{U^2}{c^2 Z_p} (c \sin \varphi_P - k \cos \varphi_A), \quad Q_{C1} = \frac{U^2}{c^2 Z_p} (k \sin \varphi_A + c \cos \varphi_P)$$

$$P_{R2} = \frac{U^2}{c^2 Z_p} \frac{c \sin \varphi_P - k \cdot \cos \varphi_A}{1 + \frac{c}{k} \sin(\varphi_A - \varphi_P)}, \quad (6.135)$$

$$Q_{C2} = \frac{U^2 \sin \varphi_A}{c^2 Z_p} \cdot \frac{c^2 + k^2 + 2ck \sin(\varphi_A - \varphi_P)}{k + c \sin(\varphi_A - \varphi_P)}$$

Relațiile de calcul deduse mai sus pot conduce la anumite concluzii practice utile. Discuția lor în cazul general este dificilă, în schimb se pot deduce expresiile defazorilor pentru cazuri particulare: — motoare monofazate cu înfășurări identice și defazor în faza auxiliară, deconectabilă după pornire, sau menținută permanent la rețea; — motoare monofazate cu înfășurări diferite, cea auxiliară rămînînd permanent conectată, sau puțin de deconectată după pornire.

Pentru un anumit motor monofazat, chiar provenit dintr-un motor trifazat la care se folosesc două faze înseriate cu înfășurare auxiliară, se pot determina defazorii optimi de pornire sau de funcționare la o anumită alunecare (viteză) numai pe baza încercărilor experimentale.

De exemplu, pentru determinarea defazorilor optimi de pornire se face încercarea în scurtcircuit a motorului, cu rotor imobil, alimentînd pe rînd faza principală, respectiv auxiliară, un timp scurt, chiar la tensiune nominală, măsurînd curenții și puterile active. Se determină astfel impedanțele Z_A , respectiv Z_P atît ca module, Z_A , Z_P , cît și ca argumente φ_A , respectiv φ_P . Dacă se cunoaște raportul numerelor de spire efective, c , se pot aplica formulele (6.13) sau (6.132), funcție de schema adoptată. În cazul cînd nu se cunoaște, raportul c dintre numerele de spire se poate determina experimental astfel: Se pornește motorul monofazat (chiar prin metoda lansării), rămînînd ca motor în gol cu faza principală alimentată la tensiunea U_P și se măsoară tensiunea la gol indusă în faza auxiliară, U_{A0} , obținîndu-se $c_1 = U_{A0} / U_P$. Se pornește apoi motorul, dar rămînînd cu faza auxiliară la rețea (U_A).

Se apreciază că funcționarea are loc la aceeași alunecare ca în cazul precedent. Se măsoară tensiunea la bornele fazei principale, U_{P0} , obținându-se raportul $c_2 = U_A / U_{P0}$. Raportul numerelor de spire efective se poate considera egal cu

$$c = \sqrt{c_1 c_2} = \sqrt{U_{A0} / U_{P0}}, \text{ cînd } U_A = U_P \quad (6.137)$$

Parametrii înfășurărilor mașinii depind mult de tensiunea aplicată, datorită intervenției saturației, de aceea este indicat să fie determinați la tensiunea nominală.

În mod analog se pot determina defazorii optimi și pentru o anumită alunecare $s = s_N$, cu condiția ca motorul să poată fi încărcat și să se dispună de un dispozitiv de determinare a alunecării. Cu oarecare aproximație se pot folosi parametrii înfășurărilor măsurați la mersul în gol, cu cîte o fază conectată la rețea.

În scopul obținerii unei distribuții cît mai convenabile a cîmpului în mașinile monofazate cu FA, se utilizează înfășurări sinusoidale, adică anumite creștături cuprind numai conductoare ale unei faze, iar altele cuprind conductoare din ambele faze, numerele de conductoare variind după o lege aproximativ armonică.

Schimbarea sensului de rotație la motoarele cu fază auxiliară se poate realiza prin modificarea sensului curentului prin una din faze. În cazul motoarelor cu faze identice se poate folosi un simplu comutator avînd două poziții, cîte una pe sens, fig. 6.17. a; în situații cînd comutatorul este pe poziția 1, se obține un anumit sens de rotație (direct), iar cînd comutatorul se află pe poziția 2, cele două înfășurări își schimbă rolurile, cea principală devine auxiliară și reciproc, iar sensul de rotație se schimbă (invers). Mai există încă o metodă de inversare a sensului de rotație, și anume: dacă se schimbă natura defazorului, fără schimbarea conexiunii la rețea. Cînd în faza auxiliară se înseriază un condensator (sau o rezistență), se obține un sens de rotație invers față de situația cînd se folosește ca defazor o bobină.

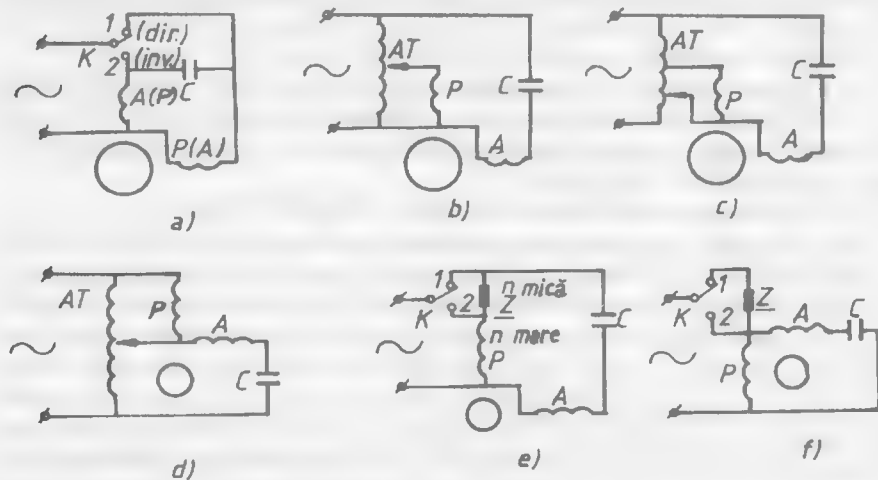


Fig. 6.17.

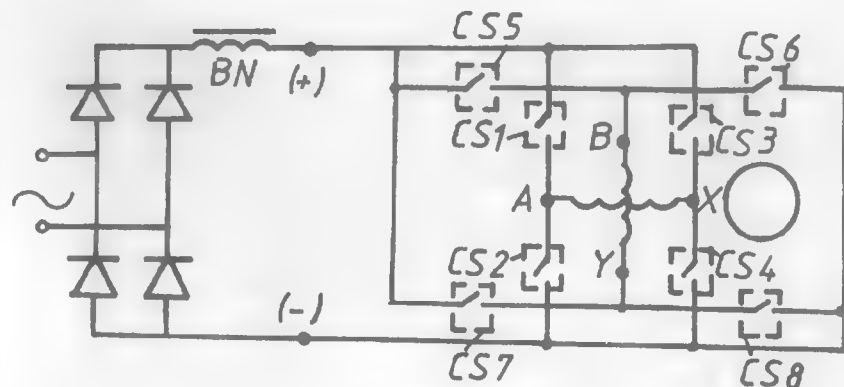


Fig. 6.18.

Reglajul vitezei motoarelor cu fază auxiliară se poate efectua: — prin modificarea tensiunii sau tensiunilor aplicate înfășurărilor — prin introducerea de impedanțe suplimentare în serie cu înfășurările, — prin modificarea numărului de spire al înfășurărilor, — prin modificarea frecvenței sau/și a tensiunii de alimentare.

În fig. 6.17. b, c și d se prezintă variante de modificare a vitezei motoarelor cu FA prin modificarea tensiunii de alimentare, utilizîndu-se un autotransformator AT între sursă și motor.

În fig. 6.17. e și f se prezintă varianta în L, respectiv în T, de modificare a vitezei, utilizînd o independență suplimentară Z care este, în general, o bobină sau poate fi chiar un rezistor. În aceste cazuri se pot obține două trepte de viteză: mică și mare, după cum comutatorul K este închis pe poziția 1, respectiv 2.

Variantele prezentate în fig. 6.17 permit un reglaj al vitezei în limite reduse. În plus prezența instalațiilor suplimentare scumpesc acționarea. De asemenea, reglajul vitezei conduce la pierderi mari de energie, întrucît crește alunecarea motorului, iar capacitatea de suprasarcină a motorului se diminuează o dată cu micșorarea vitezei. Reglajul nu este eficient la sarcini mici.

Există și variante de motoare cu mai multe viteze, la care se folosesc înfășurări cu prize multiple alimentate de la rețea. De asemenea, înfășurările sînt secționare în așa fel încît motorul poate funcționa la două tensiuni de alimentare, 220 V respectiv 110 V.

În scopul protejării motorului la suprasarcini se utilizează relee termice pe principiul bimetalilor, care se plasează pe capetele de bobine (în partea frontală) și care întrerup alimentarea motorului atunci cînd apare o supraîncălzire a înfășurărilor. Aceste relee se înseriază între sursă și borna comună a celor două faze ale motorului. Motoarele cu faze identice în stator, decalate la 90° el. (bifazate), se pot comanda în frecvență, conform schemei de principiu, prezentată în fig. 6.18.[31]

La motoarele asincrone, reglajul vitezei se poate realiza la cuplu constant, dacă se menține raportul $U/f = \text{ct.}$ În aceste condiții se constată că și curentul statoric se menține aproximativ constant. De aceea este indicată folosirea unui invertor de

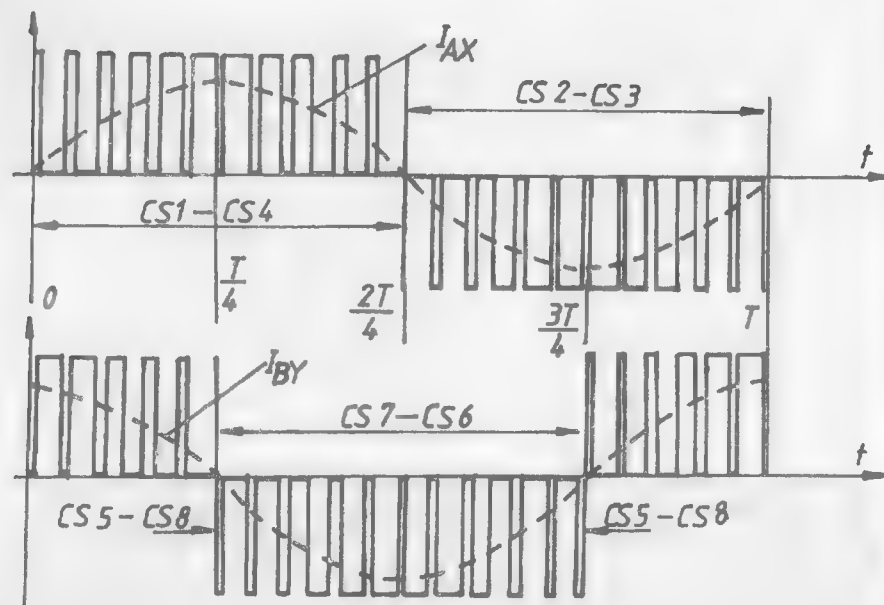


Fig. 6.19.

curent. Înfășurările AX și BY se alimentează prin intermediul contactelor statice $CS1 + CS8$. Comanda contactoarelor statice se efectuează în impulsuri cu modulare în durată. Realizând o comandă după schema prezentată în fig. 6.19, se obțin, prin cele două faze AX și BY , curenți defazați în timp la aproximativ 90° el.

În primul sfert de perioadă sînt comandate grupurile $CS1 - CS4$, respectiv $CS5 - CS8$. În cel de al doilea sfert de perioadă se comandă $CS1 - CS4$, respectiv $CS6 - CS7$ (curentul prin faza BY își schimbă sensul). În cel de-al treilea sfert de perioadă se comandă $CS2 - CS3$, respectiv $CS6 - CS7$, curentul prin înfășurarea AX își schimbă sensul; în sfîrșit, în cel de al patrulea sfert rămîn comandate $CS2 - CS3$ și se comandă $CS5 - CS8$, I_{BY} revenind la sensul inițial.

Modificarea perioadei T duce la modificarea frecvenței curenților prin înfășurări și la variația vitezei de rotație a mașinii. Drept contactoare statice se pot folosi tranzistoare de putere sau tiristoare GTO . Cu această schemă se pot realiza porniri la curenți limitați, deci cu cuplu moderat de pornire, reglaj comod al frecvenței, adică al vitezei de acționare, protecția motorului la suprasarcini, etc.

6.2.3.4. Servomotoare asincrone cu poli ecranați

Se poate aprecia că motoarele monofazate cu spiră în scurtcircuit (cu poli ecranați) sînt cele mai frecvent utilizate în acționările de mică putere din cele mai variate domenii: uz casnic, ventilatoare, echipamente periferice, tehnica fotocopierii, industrie, sisteme de poziționare, mașini-unelte, medicină, etc. Avantajele

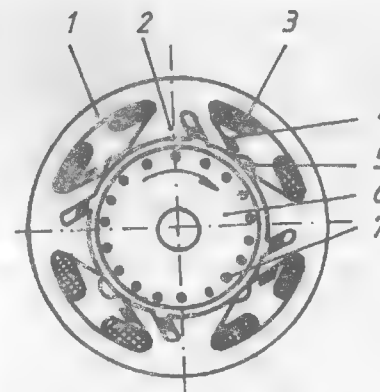


Fig. 6.20.

1. Jug statoric
2. Pol statoric
3. Înfășurare
4. Spiră în scurt-circuit
5. Punte magnetică
6. Miez rotoric
7. Colivie rotor

esențiale sînt rezultate din prețul de cost redus, posibilitatea alimentării de la rețeaua monofazată și fiabilitate ridicată. Dintre dezavantaje se enumeră: randament scăzut, factor de putere scăzut, cuplu de pornire redus, imposibilitatea reversării sensului de rotație și a reglajului vitezei.

Din punct de vedere constructiv, motorul cu poli ecranați posedă un stator care prezintă poli aparenti, pe care se găsește înfășurarea concentrată. Polul, la partea dinspre întrefier, prezintă o creștătură în care se introduce o spiră care înconjoară aproximativ $1/3$ din secțiunea polului (fig. 8.20), constituind un ecran. Între polii alăturați se plasează punți magnetice, care au rolul de a distribui cît mai sinusoidal liniile de cîmp magnetic (pe întreg întrefierul). Rotorul este normal, cu înfășurare în colivie.[32,33] Apariția cuplului de rotație la acest motor se explică folosind diagrama mărimilor, prezentată în fig. 6.21.b.

Curentul statoric I_1 prin solenația sa F_1 , — luate ca origine de fază și la o scară convenabilă încît favorii corespunzători au aceeași mărime — creează prin porțiunea din stînga (neecranată) a polului, fig. 6.21.a, un flux Φ_m (în fază cu solenația

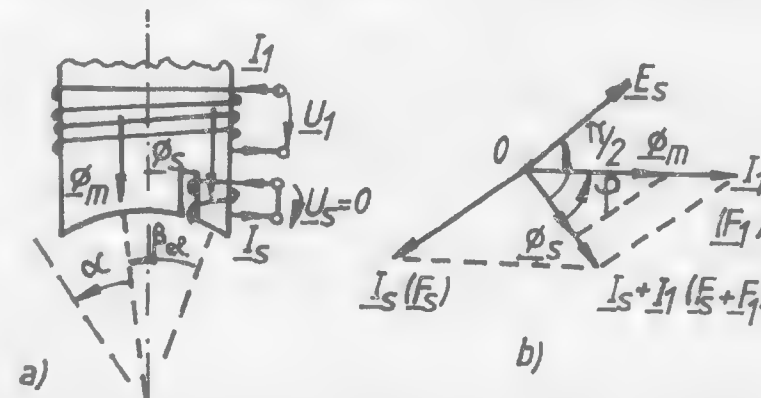


Fig. 6.21.

F_1). Fluxul prin porțiunea ecranată, Φ_s , va rezulta, în final, defazat în urmă cu un unghi φ față de fluxul Φ_m , aceasta deoarece prin porțiunea ecranată Φ_s este creat de solenatia rezultantă $F_s + F_1$. Curentul I_s este produs de tensiunea indusă E_s creată de fluxul prin spirală Φ_s (unde $e_s = L_s di_s/dt$), fazorul E_s fiind în avans cu $\pi/2$ față de Φ_s . Așa cum se observă pe diagrama din fig. 6.21.b, E_s și I_s prezintă un defazaj de $\sim 180^\circ$, spira comportându-se aproape ca o rezistență pură. Așadar, fluxurile prin porțiunea neecranată Φ_m și cel rezultat, prin porțiunea ecranată Φ_s sînt defazate în timp cu unghiul φ , iar direcțiile pe care acționează formează unghiul geometric β (fig. 6.21.a), încît în mașină apare un cîmp electric avînd o componentă directă, mai mare, care antrenează rotorul în sensul de la centrul polului spre spira ecran.

Pentru a justifica afirmația de mai sus, se consideră o axă (d), fig. 6.21.a, care face unghiul α cu axa fluxului Φ_m . Cîmpul magnetic, caracterizat prin inducția B_m , pe această direcție (corespunzător fluxului Φ_m) va avea expresia:

$$B_m(\alpha) = B_m \sin \omega \cdot t \cos \alpha, \text{ pentru } i_1 = I_{1m} \sin \omega t \quad (6.138)$$

Tot pe aceeași direcție, cîmpul magnetic corespunzător fluxului Φ_s va fi:

$$B_s(\alpha) = B_s \sin (\omega \cdot t - \varphi) \cos (\alpha + \beta_{el}), \quad (6.139)$$

unde intervine defazajul în timp al cîmpului, φ , fig. 6.21.b, respectiv decalajul spațial β_{el} (s-a considerat, pentru simplitate, cazul mașinii bipolare).

Cîmpul rezultat va fi:

$$B_{rez}(\alpha) = B_m(\alpha) + B_s(\alpha) = \frac{1}{2} B_m [\sin (\omega \cdot t + \alpha) + \sin (\omega \cdot t - \alpha)] + \frac{1}{2} B_s [\sin (\omega \cdot t + \alpha + \beta_{el} - \varphi) + \sin (\omega t - \alpha - \varphi - \beta_{el})] \quad (6.140)$$

De exemplu, pentru $\beta_{el} = \pi/4$ și $\varphi = \pi/4$, se obține:

$$\begin{aligned} B_{rez}(\alpha) &= \frac{1}{2} (B_m + B_s) \sin (\omega \cdot t + \alpha) + \\ &+ \frac{1}{2} \sqrt{B_m^2 + B_s^2} \sin (\omega \cdot t - \alpha + \gamma) = \\ &= B_i \sin (\omega \cdot t + \alpha) + B_d \sin (\omega \cdot t - \alpha + \gamma), \\ \gamma &= \arctg(B_s/B_m) \end{aligned} \quad (6.141)$$

$$\text{Întrucît } B_m + B_s > \sqrt{B_m^2 + B_s^2}, \text{ rezultă } B_i > B_d, \quad (6.142)$$

adică, dintre cele două cîmpuri învîrtitoare care apar, cel de amplitudine mai mare este:

$$B = B_i \sin (\omega \cdot t + \alpha) \quad (6.143)$$

Acest cîmp se menține maxim pe o direcție α , care îndeplinește condiția: $\sin (\omega \cdot t + \alpha) = 1$, sau derivînd această situație în timp,

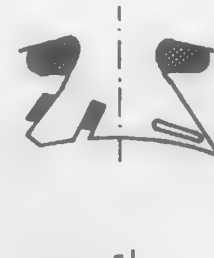
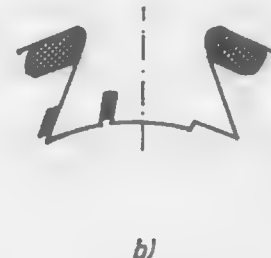
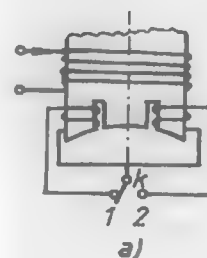


Fig. 6.22.

$$\omega + \frac{d\alpha}{dt} = 0, \quad \Omega = -\omega, \quad \left(\Omega = \frac{d\alpha}{dt} \right), \quad (6.144)$$

adică sensul vitezei cîmpului de amplitudine mai mare este invers celui trigonometric. Sub acțiunea acestui cîmp rotorul se va roti în sensul spre spirală. Prezența cîmpului $B_d \sin (\omega \cdot t - \alpha - \gamma)$, care se rotește cu viteza $\Omega = \omega$, în sens trigonometric pozitiv înrăutățește performanțele energetice ale motorului.

Dacă spira ar fi plasată în partea stîngă a polului, atunci unghiul β_{el} își schimbă semnul. În cazul particular $\beta_{el} = -\pi/4$ și $\varphi = \pi/4$, cîmpul rezultat (6.140) devine:

$$\begin{aligned} B_{rez}(\alpha) &= \frac{1}{2} \sqrt{B_m^2 + B_s^2} \sin (\omega \cdot t + \alpha - \gamma) + \\ &+ \frac{1}{2} (B_m + B_s) \sin (\omega \cdot t - \alpha) \end{aligned} \quad (6.145)$$

cîmpul de amplitudine mai mare are, de data aceasta, viteza $\Omega = \omega$,adică sensul identic cu cel trigonometric pozitiv.

În scopul inversării sensului de rotație se realizează pe poli două spire, cu posibilitatea scurtcircuitului lor în exterior, fig. 6.22.a.

Sensul de rotație se schimbă atunci cînd K trece de pe poziția 1 pe poziția 2.

Mărirea cuplului de pornire se obține prin utilizarea unui întrefier mărit în zona neecranată (fig. 6.22.b) sau prin realizarea unui istm în talpa polară, fig. 6.22.c.

Uneori se folosesc motoare cu mai multe creștături, în pol, deci cu mai multe spire, avînd deschideri diferite. De obicei se folosesc maximum trei spire în scurtcircuit.

Pentru motoarele cu alimentare la $f = 50$ Hz, vitezele la mers în gol se încadrează în limitele 2300 — 2900 rot/min ($p = 1$), 1450 — 1480 rot/min ($p = 2$). În sarcină vitezele de rotație sînt în limitele 1900 — 2500 rot/min, respectiv 1200 — 1350 rot/min.

Reglajul vitezei se poate face, în limite reduse totuși, dacă se înseriează reactanțe exterioare cu înfășurarea statorică sau dacă se folosesc înfășurări cu mai multe prize. Dezavantajele acestor metode sînt cele semnalate la motoarele cu faza auxiliară.

6.2.4.1. Construcție

Servomotoarele asincrone bifazate (SAB) se utilizează ca elemente de execuție în sistemele de automatizare, datorită unor avantaje pe care le prezintă în raport cu alte tipuri de servomotoare (de c.c., de exemplu), anume: construcție simplă și robustă, absența parazitilor radiofonici (nu prezintă contacte electrice alunecătoare), stabilitate bună în timp a caracteristicilor de funcționare, prezența autofrânării, etc. Totodată, SAB posedă caracteristici mecanice și de reglaj liniare și permite un reglaj al vitezei în limite largi prin procedee simple. Cuplul de pornire este relativ mic față de servomotoarele de c.c. la același gabarit, de asemenea și cuplurile impulsionale sînt limitate.[34]

Dezavantajele SAB decurg din faptul că dimensiunile de gabarit, la o anumită putere, sînt mari. Randamentul și factorul de putere sînt scăzute, puterile maxime la care sînt folosite, de asemenea, sînt limitate. Există construcții la care momentul de inerție este redus (la cele cu rotor în formă de pahar neferomagnetic), deci constanta de timp mică. Poate fi utilizat la acționări reversibile, frecvența de reversare limită depinzînd de momentul de inerție al rotorului și mașinii de lucru.

Din punct de vedere constructiv, statorul este realizat din tole, cu creștături, în care se introduc înfășurările, decalate la 90° el. Una din înfășurări, de excitație — E , este conectată la rețeaua monofazată (u_e), iar cealaltă, de comandă — C , se alimentează de la aceeași sursă sau de la o sursă separată, tensiunea aplicată, u_c , fiind reglabilă ca amplitudine sau (și) ca fază, în raport cu tensiunea u_e . Cele două surse sînt de aceeași frecvență, dar pot fi și de frecvențe diferite, dacă se cere comanda reversibilă. La motoarele de foarte mică putere, statorul posedă o înfășurare continuă, iar de la patru puncte, situate pe periferie la unghiul electric de $\pi/2$ rad., se scot prize — două pentru înfășurarea de excitație (la π rad. el. între prize), iar celelalte două pentru înfășurarea de comandă.

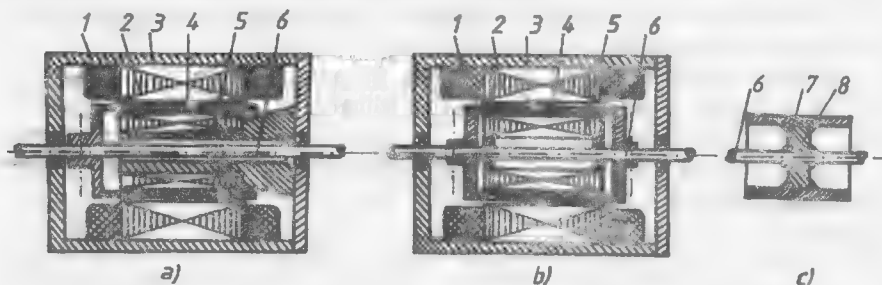


Fig. 6.23.

- | | |
|---------------------------|---------------------------|
| 1 — înfășurare statorică, | 5 — stator interior, |
| 2 — miez statoric, | 6 — ax, |
| 3 — carcasă, | 7 — cilindru feromagnetic |
| 4 — rotor neferomagnetic, | 8 — rondea feromagnetică |

Rotorul se întâlnește în variantele: cu colivie (de rezistență echivalentă mărită), în formă de pahar din material neferomagnetic (Al sau aliaje), în formă de cilindru gol din material feromagnetic.

În fig. 6.23.a se prezintă o secțiune printr-un motor cu rotor în formă de pahar din material neferomagnetic (Al , $Al+Cu$, etc.).

Grosimea materialului paharului este de 0,2 — 0,3 mm. Pentru închiderea liniilor de câmp se utilizează un stator interior din tole feromagnetice. Intrefierul total al mașinii compus din intrefierul rotor pahar — stator exterior, paharul și intrefierul pahar — stator interior are valori mari: 0,7 — 1 mm. Din acest motiv solenația necesară menținerii fluxului în mașină este destul de mare, curentul de magnetizare ajungînd la 90% din curentul nominal. Paharul este solidar cu axul mașinii. Grosimea paharului se limitează inferior din considerente mecanice. Prin creșterea grosimii paharului se micșorează rezistența rotorică echivalentă, încît se poate ajunge ca motorul să nu mai prezinte autofrînare. Totodată crește mult și intrefierul. Fixarea rotorului în pahar, pe ax, constituie o problemă tehnologică deosebită, mai ales la paharele de mari dimensiuni. Partea frontală a paharului este de dimensiuni mai mari (2 — 3 mm), prezența ei duce la micșorarea rezistenței echivalente a rotorului. Statorul interior este fixat într-o consolă solidară cu statorul exterior.

În fig. 6.23.b este prezentată o variantă de motor cu rotor în pahar, folosită la puteri mai mari, sute de W sau chiar 1 — 1,2 kW. Paharul este consolidat prin două flanșe frontale cu ajutorul cărora se rigidizează de ax. Statorul interior, montat pe rulmenți, nu mai este rigidizat de statorul exterior. În această construcție paharul poate transmite axului o putere mai mare fără a fi pericol de deformare. Grosimea paharului se poate lua mai mică decît în cazul precedent. Dezavantajul acestei construcții constă în aceea că răspunsul motorului este mult influențat de frecările în rulmenți și de inerția rotorului interior care intervine în regimuri dinamice.

În fig. 6.23.c este prezentat un rotor din material feromagnetic. Paharul cilindric este de grosime 2 — 3 mm și prezintă o rondea feromagnetică (uneori chiar două), care îndeplinește și funcția de închidere a liniilor de câmp.

Se mai pot realiza și construcții hibride, rezultate din cele prezentate mai sus. De exemplu, rotorul feromagnetic mai prezintă canale la periferia exterioară, în care se introduc bare de Al sau de Cu .

6.2.4.2. Scheme de alimentare a servomotorului asincron bifazat

Cele două înfășurări ale SAB, de excitație și de comandă, se alimentează de la tensiuni diferite ca amplitudine sau ca defazaj. Câmpul magnetic rezultat este eliptic, modificarea amplitudinii câmpului invers în raport cu a celui direct conduce, în definitiv, la modificarea cuplului rezultat, deci a vitezei rotorului.

Așadar, în cazul alimentării înfășurărilor de la aceeași rețea monofazată, se pot utiliza schemele din fig. 6.24.

În fig. 6.24.a se prezintă o schemă în care se modifică amplitudinea tensiunii aplicate înfășurării de comandă, în condițiile menținerii constante a defazajului

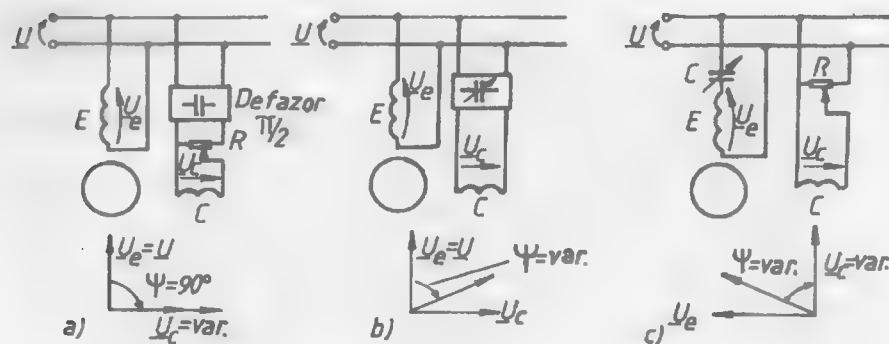


Fig. 6.24.

dintre cele două tensiuni, $\Psi = 90^\circ$. Defazajul dintre tensiuni se realizează cu un condensator sau cu un regulator de fază.

În fig. 6.24.b se alimentează înfășurarea de comandă prin intermediul unui element defazor, care menține totuși amplitudinea tensiunii U_c constantă, dar defazajul se poate modifica. În ambele variante, tensiunea aplicată înfășurării de excitație se menține aceeași, egală cu tensiunea rețelei.

În fig. 6.24.c se prezintă o variantă de modificare atât a defazajului dintre cele două tensiuni, cât și a amplitudinii tensiunii de comandă.

6.2.4.3. Analiza calitativă a funcționării servomotorului asincron bifazat

Din punct de vedere al caracteristicii mecanice, $M = f(n)$, servomotorul asincron se deosebește de motoarele asincrone normale prin aceea că rezistența rotorului are valoare mare, fig. 6.25.a; curba 1 corespunde la motoarele asincrone trifazate normale, curba 2 — la servomotoarele asincrone bifazate în condițiile unui câmp circular statoric. Altfel spus, servomotoarele asincrone cu rotor în formă de pahar au caracteristica $n = f(M)$ univocă, iar alunecarea critică s_{cr} mare (depășind de obicei valoarea 2). Totodată caracteristica mecanică devine aproape o dreaptă, în schimb cuplul este redus comparativ cu un motor normal, mai ales la viteze ridicate, de aceea randamentul este scăzut.

Servomotorul prezintă, însă, avantajul autofrînării; adică, dacă se întrerupe alimentarea înfășurării de comandă, viteza sa scade brusc la zero.

În fig. 6.25 este explicat fenomenul autofrînării SAB. Se presupune că SAB este alimentat de la un sistem bifazat simetric, încît câmpul magnetic este circular. Punctul de funcționare se găsește în cadranul 1, din fig. 6.25.b, neprecizat pe desen. În situația cînd se întrerupe alimentarea înfășurării de comandă, câmpul magnetic în mașină devine alternativ și se poate descompune în două câmpuri învîrtitoare de sensuri contrare, care produc un cuplu direct, cu alura curbei 1 pe desen și un cuplu invers, curba 2. Cuplul rezultat se obține prin adunarea punct cu punct a celor două

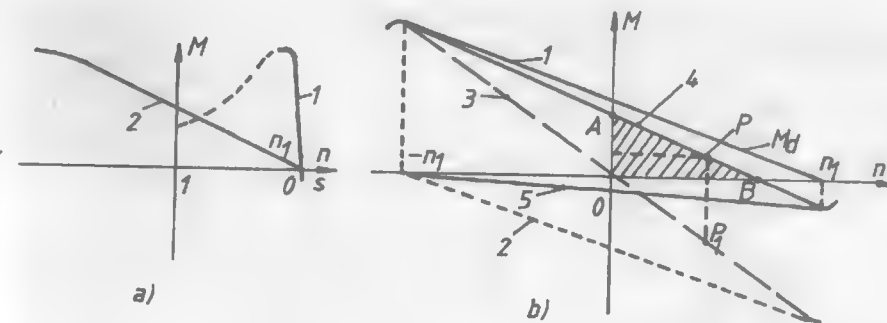


Fig. 6.25.

curbe 1 și 2, obținîndu-se curba (dreapta) notată cu 3, care trece prin origine și care arată că la viteze pozitive corespunde un cuplu negativ (de frînare a rotorului).

Presupunînd că servomotorul este alimentat la ambele înfășurări încît câmpul nu este perfect circular, acest câmp electric se descompune în două câmpuri circulare, unul direct și altul invers, iar cuplurile corespunzătoare, direct și invers, sînt reprezentate prin curbele 1 respectiv 5, a căror rezultantă este curba 4. Punctul de funcționare P se găsește în porțiunea din primul cadran al curbei 4 — AB, corespunzător unui anumit cuplu al SAB, egal în modul cu cuplul rezistent al mașinii de lucru și unei viteze, mai mică decît viteza (ideală) de sincronism n_1 .

În momentul întreruperii alimentării înfășurării de comandă, în mașină câmpul devine monofazat, iar caracteristica $M = f(n)$ devine curba 3, încît punctul de funcționare se deplasează brusc din P în P_1 (întrucît în primul moment viteza de rotație se conservă). Punctului P_1 îi corespunde un cuplu al SAB negativ, în același sens cu cuplul rezistent, avînd ca efect frînarea rotorului, punctul de funcționare deplasîndu-se rapid spre 0, pînă la oprire. Acest fenomen de autofrînare se manifestă numai dacă înfășurarea de excitație rămîne alimentată de la rețea.

Se mai face precizarea că, în funcționarea SAB cu ambele înfășurări alimentate, funcție de amplitudinile celor două tensiuni și defazajele dintre ele, punctul de funcționare se găsește pe o caracteristică a cărei porțiune din primul cadran se plasează între origine și caracteristica ideală corespunzătoare alimentării înfășurărilor în așa fel încît câmpul magnetic în mașină este un câmp perfect circular.

Pentru ca SAB să prezinte autofrînare, se impune îndeplinirea condiției (6.112), adică rezistența rotorică raportată trebuie să fie mai mare decît suma dintre reactanța de magnetizare și reactanța de scăpări raportată a rotorului.

6.2.4.4. Ecuațiile de funcționare a servomotorului asincron bifazat, analiza simplificată

Schema electrică echivalentă a SAB este prezentată în fig. 6.26, fiind, de fapt, o mașină generalizată cu două înfășurări pe stator, de excitație (e) și de comandă (c), plasate în axele D și Q, și cu două înfășurări identice pe rotor, așezate în cele două axe scurtcircuitate prin perii.

Viteza unghiulară de rotație a rotorului este $\omega_R = (1 - s) \cdot \omega_s$. Ecuațiile SAB sînt date de relația (6.1), adică:

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + L_e s & 0 & 0 & Ms \\ 0 & R_c + L_c s & Ms & 0 \\ -\omega_R \cdot M_{er} & Ms & R + L_r s & -\omega_R \cdot L_d \\ Ms & \omega_R \cdot M_{cr} & \omega_R \cdot L_q & R + L_r s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ i_c \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (6.146)$$

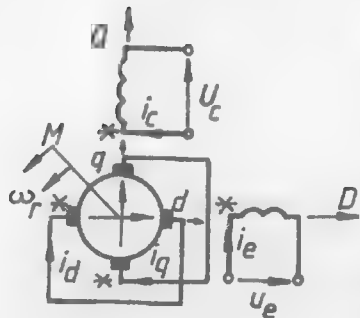


Fig. 6.26.

și ca repartitie în creștături, se face raportarea mărimilor înfășurării de excitație la cele ale înfășurării de comandă, utilizînd raportul de transformare, $k = N_c / N_e$, unde N_c , N_e sînt numerele de spire efective ale celor două înfășurări, iar mărimile raportate ale înfășurării de excitație se obțin după relații de formă (6.21).

Pentru o simplificare a scrierii vom considera deja mărimile înfășurării de excitație raportate la înfășurarea de comandă.

În continuare, pentru simplificarea ecuațiilor (6.146), se vor considera rezistențele înfășurărilor statorice neglijabile $R_e = R_c \approx 0$, în schimb rezistența echivalentă a rotorului este mare, fiind de ordinul de mărime a reactanței de magnetizare.

Ecuațiile (6.146) devin:

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ms & 0 & 0 & Ms \\ 0 & Ms & Ms & 0 \\ -\omega_R \cdot M & Ms & R + Ms & -\omega_R \cdot M \\ Ms & \omega_R \cdot M & \omega_R \cdot M & R + Ms \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ i_c \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (6.147)$$

Considerăm că tensiunile și curenții sînt sinusoidali, încît se poate trece la reprezentarea în complex simplificat, astfel

$$u_e = U_e \sqrt{2} \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_e) \rightleftharpoons \underline{U_e} = U_e e^{j \cdot \varphi_e}, \quad i_e \rightleftharpoons \underline{I_e} = I_e e^{j \cdot \varphi_{ie}}, \text{ e.t.c.} \\ M s i_e = M d i_e / dt = \omega_s \cdot I_e \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{ie} + \pi/2) \rightleftharpoons j \cdot \omega_s M \underline{I_e} = j X_m \underline{I_e}, \quad \omega_s \cdot M = X_m \quad (6.148)$$

Termenii de forma Ms devin, la trecerea în complex, jX_m , iar termenii $\omega_R \cdot M$ devin $(\omega_R / \omega_s) \omega_s M = \nu \cdot X_m$, unde $\nu = \omega_R / \omega_s$ este viteza unghiulară de rotație

relativă a rotorului (raportată la viteza asincronă). În aceste condiții, ecuațiile simplificate ale SAB devin

$$\begin{bmatrix} \underline{U_e} \\ \underline{U_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jX_m & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & jX_m & jX_m & 0 \\ -\nu \cdot X_m & jX_m & R + jX_m & -\nu \cdot X_m \\ jX_m & \nu \cdot X_m & \nu \cdot X_m & R + jX_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I_e} \\ \underline{I_c} \\ \underline{I_q} \\ \underline{I_d} \end{bmatrix} \quad (6.149)$$

Cuplul instantaneu se deduce, pentru mașina multipolară, după relația:

$$m_e = \frac{p_m}{\Omega} = \frac{p_m}{\omega_R p} = \frac{p}{\omega_R} \theta [I] d[G] [I] = p [I] d[G] [I], \quad (6.150)$$

unde s-au folosit relațiile (6.102), (6.103), (6.120), iar p este numărul de perechi de poli, $\theta = \omega_R$, p_m este puterea electrică convertită în putere mecanică.

Cuplul mediu, pentru mașina multipolară, se obține, conform rel. (2.124):

$$M_e = p \cdot \text{Re} \{ \underline{I}_i^* [G] \underline{I} \}, \quad (6.151)$$

care, pentru mașina cu poli înecați, se scrie (rel. 6.25):

$$M_e = p \cdot \text{Re} [M (\underline{I}_q \underline{I}_d^* - \underline{I}_d \underline{I}_q^*)] = p \cdot \frac{X_m}{\omega_s} \text{Re} (\underline{I}_c \underline{I}_d^* - \underline{I}_e \underline{I}_q^*) \quad (6.152)$$

Din primele două ecuații (6.149) se obțin curenții \underline{I}_e și \underline{I}_c :

$$\underline{U_e} = jX_m \underline{I_e} + jX_m \underline{I_d}, \quad \underline{U_c} = jX_m \underline{I_c} + jX_m \underline{I_q}, \quad (6.153)$$

$$\underline{I_e} = -j \underline{U_e} / X_m - \underline{I_d}, \quad \underline{I_c} = -j \underline{U_c} / X_m - \underline{I_q} \quad (6.154)$$

Ecuațiile 3 și 4 din (6.149) devin, prin introducerea rel. (6.154)

$$\begin{cases} j\nu \underline{U_e} + \nu \cdot X_m \underline{I_d} + \underline{U_c} - jX_m \underline{I_q} + (R + jX_m) \underline{I_q} - \nu X_m \underline{I_d} = 0 \\ \underline{U_e} - jX_m \underline{I_d} - j\nu \underline{U_c} - \nu X_m \underline{I_q} + \nu X_m \underline{I_q} + (R + jX_m) \underline{I_d} = 0 \end{cases} \quad (6.155)$$

Se obțin astfel expresiile curenților

$$\underline{I_q} = -\frac{j\nu \underline{U_e} + \underline{U_c}}{R}, \quad \underline{I_d} = \frac{j\nu \underline{U_c} - \underline{U_e}}{R}, \quad (6.156)$$

respectiv conjugatele complexe ale acestor expresii

$$\underline{I_q}^* = \frac{j\nu \underline{U_e}^* - \underline{U_c}^*}{R}, \quad \underline{I_d}^* = -\frac{\underline{U_e}^* + j\nu \underline{U_c}^*}{R} \quad (6.157)$$

Cuplul mediu se obține după relația (6.152)

$$M_e = p \frac{X_m}{\omega_s} \text{Re} (\underline{I}_c \underline{I}_d^* - \underline{I}_e \underline{I}_q^*) = p \frac{X_m}{\omega_s} \text{Re} \left[\left(-\frac{j\underline{U_c}}{X_m} - \underline{I_q} \right) \left(-\frac{\underline{U_e}^*}{R} - j\nu \frac{\underline{U_c}^*}{R} \right) + \left(\frac{j\underline{U_e}}{X_m} + \underline{I_d} \right) \left(\frac{j\nu \underline{U_e}^*}{R} - \frac{\underline{U_c}^*}{R} \right) \right] = \frac{pX_m}{\omega_s} \text{Re} \left[\frac{j\underline{U_c} \underline{U_e}^*}{RX_m} - \frac{j\underline{U_e} \underline{U_c}^*}{RX_m} - \frac{\nu \underline{U_c} \underline{U_c}^*}{RX_m} - \right]$$

$$- \frac{I_q I_d^*}{R X_m} - \frac{p U_e U_e^*}{R X_m} + \frac{I_d I_q^*}{R} = \frac{p}{\omega_s} \operatorname{Re} \left[\frac{j(U_c U_e^* - U_e U_c^*)}{R} - \frac{v(U_c^2 + U_e^2)}{R} \right] +$$

$$+ \frac{p X_m}{\omega_s} \operatorname{Re} (I_d I_q^* - I_q I_d^*) = - \frac{p v}{\omega_s \cdot R} (U_c^2 + U_e^2) + \frac{p}{\omega_s \cdot R} \operatorname{Re} [j(U_c U_e^* - U_e U_c^*)]$$

unde s-au folosit relațiile (6.154), (6.156) și proprietățile:

$$\operatorname{Re}(I_d I_q^* - I_q I_d^*) = 0, \quad \underline{U}_c \underline{U}_c^* = U_c^2, \quad \underline{U}_e \underline{U}_e^* = U_e^2 \quad (6.159)$$

Pentru analiza funcționării servomotorului într-un sistem de acționare este necesară atașarea la ecuațiile (6.149) și a ecuației de echilibru a cuplurilor:

$$\pm m_{(f)} + m_e = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (6.160)$$

unde $\pm m_{(f)}$ reprezintă suma cuplurilor existente la arbore (cuplurile rezistente, sarcină, de frecări viscoase, etc.), iar m_e este cuplul electromagnetic instantaneu, a cărui valoare medie este M_e dată de (6.158). Expresia M_e se utilizează numai pentru regimuri staționare de funcționare.

6.2.4.5. Comanda servomotoarelor asincrone bifazate

Cuplul electromagnetic, respectiv viteza de rotație a SAB, se modifică prin: a) comanda amplitudinii tensiunii aplicate fazei de comandă, $U_c = \text{var.}$; b) comanda fazei tensiunii \underline{U}_c , $\Psi = \text{var.}$; c) comanda mixtă, atât a amplitudinii U_c cât și a fazei Ψ .

Se vor analiza primele două tipuri de comenzi, rezultatele obținute putînd furniza informații privitoare și la comanda mixtă.

Expresia tensiunii aplicate înfășurării de excitație este:

$$\underline{U}_e = U_e e^{j0} \quad (6.161)$$

Tensiunea aplicată înfășurării de comandă se scrie:

$$\underline{U}_c = \lambda \cdot U_e e^{-j\Psi}, \quad (6.162)$$

unde $\lambda = U_c / U_e$ este coeficientul de semnal (raportul dintre valorile efective ale tensiunii de comandă și de excitație), iar Ψ este defazajul dintre aceste tensiuni.

Cuplul mediu (6.158) devine

$$M_e = - \frac{p v U_e^2}{\omega_s \cdot R} (1 + \lambda^2) + \frac{p}{\omega_s R} \operatorname{Re} [j \lambda U_e^2 e^{-j\Psi} - j \lambda U_e^2 e^{j\Psi}] \quad (6.163)$$

Dacă se ține seama de formulele lui Euler, $e^{-j\Psi} - e^{j\Psi} = -2j \sin \Psi$, rezultă expresia cuplului mediu.

$$M_e = \frac{2p \lambda U_e^2}{\omega_s R} \sin \Psi - v \cdot \frac{p U_e^2}{\omega_s R} (1 + \lambda^2) \quad (6.164)$$

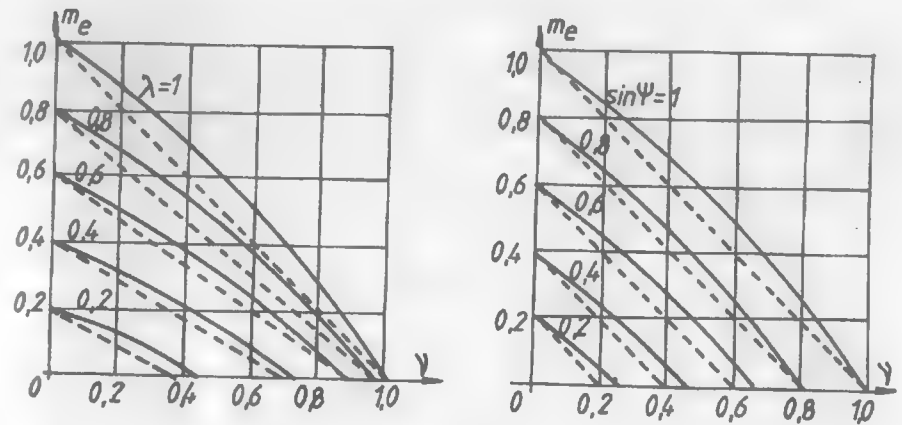


Fig. 6.27.

Cuplul de pornire va corespunde situației $v = 0$, adică:

$$M_{ep} = \frac{2p \lambda U_e^2}{\omega_s R} \sin \Psi \quad (6.165)$$

Valoarea maximă a cuplului de pornire corespunde cazului $\lambda = 1$ și $\sin \Psi = 1$, când câmpul magnetic în mașină este circular, adică

$$M_{epm} = \frac{2p U_e^2}{\omega_s \cdot R} \quad (6.166)$$

Pentru a obține caracteristicile mecanice în mărimi relative, se va face raportarea cuplului la valoarea M_{epm} . Astfel

$$m_e = \frac{M_e}{M_{epm}} = \lambda \sin \Psi - v \cdot \frac{(1 + \lambda^2)}{2} \quad (6.167)$$

Caracteristicile mecanice $m_e = f(v)$ pentru comanda în amplitudine, deci la diverși $\lambda = \text{const.}$, sînt reprezentate în fig. 6.27.a.

Caracteristicile ideale sînt drepte întrerupte pe figură, a căror intersecție cu axa ordonatelor este egală cu λ . Se consideră cazul $\sin \Psi = 1$. Panta caracteristicilor este o dependență pătratică de λ , încît familia de drepte se apropie de un fascicul: la coeficienți de semnal mici cuplul de pornire scade mai mult decît viteza de mers în gol ideal, sau, într-o altă exprimare, la λ — mici, viteza scade mult o dată cu creșterea cuplului (egal în modul cu cuplul rezistent static). În cazuri reale aceste caracteristici devin neliniare (curbele trasate cu linie plină).

Caracteristicile mecanice la comanda în fază, la diverși $\sin \Psi = \text{ct.}$, sînt prezentate în fig. 6.27.b. Aceste caracteristici, pentru $\lambda = 1$, sînt drepte de ecuații:

$$m_e = \sin \Psi - v, \quad (6.168)$$

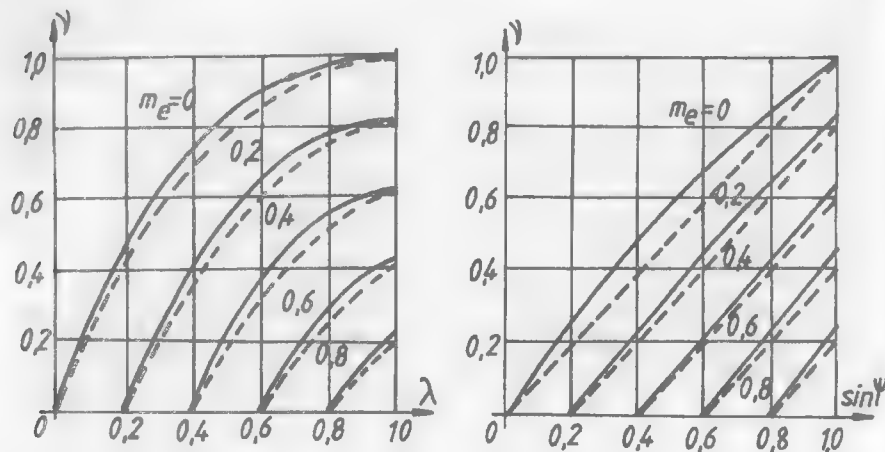


Fig. 6.28.

avînd aceeași pantă (trasată cu linii întrerupte). Caracteristicile reale sînt curbe de alură asemănătoare celor ideale (trasate cu linii pline pe fig. 6.27.b).

Caracteristicile de reglaj al vitezei la cuplu constant se definesc prin dependențele: $v = f(\lambda)$ — la comanda în amplitudine, respectiv $v = f(\sin \Psi)$ — la comanda în fază.

În fig. 6.28.a este prezentată familia de caracteristici de reglaj $v = f(\lambda)$ pentru $m_e = \text{ct.}$, pentru cazul ideal (linii întrerupte), conform ecuațiilor:

$$v = \frac{2\lambda}{1 + \lambda^2} - \frac{2}{1 + \lambda^2} \cdot m_e, \quad (6.169)$$

adică în cazul $\sin \Psi = 1$. Aceste dependențe sînt neliniare, în sensul că la tensiuni de comandă mici viteza motorului crește mai mult, stabilizîndu-se oarecum la comenzi ridicate, caracteristicile reale sînt prezentate cu linii pline.

În fig. 6.28.b este trasată familia de caracteristici de reglaj la comanda în fază, $v = f(\sin \Psi)$, la $m_e = \text{ct.}$ Caracteristicile ideale (cu linie întreruptă) sînt drepte, iar în cazul real (linie plină) prezintă o ușoară neliniaritate. S-a considerat $v = 1$.

Din cele expuse mai sus rezultă următoarele:

— La comanda în amplitudine caracteristicile mecanice sînt aproximativ drepte de pante diferite, dependente de pătratul coeficientului de semnal, mai dezavantajoase din acest punct de vedere decît cele ale servomotoarelor de c.c.

— La comanda în fază se obțin caracteristici mecanice de pantă constantă, asemănătoare cu cele ale servomotoarelor de c.c., de aceea în sisteme automate liniare se preferă acest mod de comandă, în schimb realizarea practică este mai costisitoare, implicînd utilizarea unui regulator de fază.

6.2.4.6. Regimuri tranzistorii ale servomotorului asincron bifazat

Funcția de transfer a SAB se poate deduce în condițiile cînd se presupune influența regimului tranzitoriu electromagnetic neglijabilă în raport cu regimul tranzitoriu electromagnetic; chiar dacă prin măsuri constructive s-a diminuat momentul de inerție propriu al rotorului, în schimb intervine cuplul rezistent pe arbore. Se consideră sarcina caracterizată printr-un coeficient de frecare viscoasă F_s , iar momentul de inerție J_s se adaugă celui propriu J_m încît momentul resultant este $J = J_s + J_m$.

În aceste condiții ecuația de echilibru al cuplurilor (6.160) devine

$$M_e = J \frac{d\Omega}{dt} + F_s \cdot \Omega \quad (6.170)$$

variabilă pentru un regim cvasistaționar.

La comanda în amplitudine ($\sin \Psi = 1$) expresia (6.164) a cuplului electromagnetic mediu se scrie:

$$M_e = M_{epm} \left(\lambda - v \cdot \frac{1 + \lambda^2}{2} \right) = M_{ep} - F_e \cdot \Omega \quad (6.171)$$

unde:

$$M_{ep} = \frac{2p\lambda U_e^2}{\omega_s R} = \frac{2pU_e U_c}{\omega_s R} = k_M U_c, \quad F_e = M_{epm} v \cdot \frac{1 + \lambda^2}{2\Omega} \quad (6.172)$$

În expresia cuplului (6.171) se scoate în evidență faptul că dependența $M_e = f(\Omega)$ este aproximativ o dreaptă.

Ecuația (6.170) devine, în urma introducerii rel. (6.171) și (6.172),

$$k_M U_c = J \frac{d\Omega}{dt} + (F_s + F_e) \cdot \Omega \quad (6.173)$$

Funcția de transfer, în condițiile cînd se consideră mărime de intrare tensiunea de comandă $U_c(s)$, iar mărime de ieșire unghiul de rotire a rotorului $\theta(s) = \Omega(s)/s$ este:

$$H(s) = \frac{\theta(s)}{U_c(s)} = \frac{k_M / (F_e + F_s)}{s(T_{em} + 1)} = \frac{k_M / J}{s(s + \omega_{em})}, \quad (6.174)$$

unde $T_{em} = J / (F_e + F_s)$ este constanta electromecanică de timp a sistemului, iar $\omega_{em} = 1 / T_{em}$ este „pulsția de frîngere”.

După cum se observă din relațiile de mai sus constanta de timp a servomotorului se micșorează atunci cînd frecările viscoase cresc, sau cînd scade momentul de inerție al sarcinii, adică stabilitatea sistemului devine mai mare.

Coeficientul de frecare viscoasă F_s depinde de viteză, deci de coeficientul de semnal, încît pentru cazuri practice se înregistrează o dublare a acestuia atunci cînd

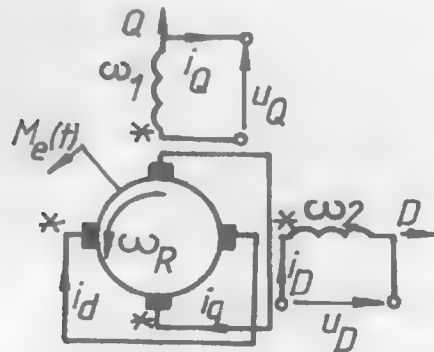


Fig. 6.29.

efectua și rotații reversibile; frecvența maximă de schimbare a sensului de rotație fiind dictată de inerția rotorului. Această rotație reversibilă se obține dacă înfășurarea de excitație, Q , rămâne conectată la o rețea de pulsație ω_1 , iar înfășurarea de comandă, D , se alimentează de la o sursă de pulsație $\omega_2 \neq \omega_1$ (fig. 6.29).

Expresiile tensiunilor aplicate înfășurărilor se scriu:

$$\begin{aligned} u_Q &= U_Q \sqrt{2} \sin \omega_1 \cdot t; \quad u_D = U_D \sqrt{2} \sin (\omega_2 \cdot t + \varphi_0) = \\ &= U_D \sqrt{2} \sin [\omega_1 t + \varphi(t)], \\ \varphi(t) &= (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_0 = \omega_3 \cdot t + \varphi_0 \end{aligned} \quad (6.175)$$

Așadar, față de u_Q , faza tensiunii u_D se modifică cu timpul, liniar în cazul de mai sus. Se obține astfel o comandă în fază a SAB cu fază liniar-variabilă în timp. [35]

Se va considera cazul când diferența dintre cele două pulsații

$$\omega_3 = \omega_2 - \omega_1 \quad (6.176)$$

este mică în comparație cu ω_1 .

Se trece la reprezentarea în complex a mărimilor, astfel:

$$\begin{aligned} u_Q &\approx \underline{U}_Q = U_Q e^{j0}; \quad u_D \approx \underline{U}_D(t) = \underline{U}_D e^{j \cdot \varphi(t)}; \quad \underline{U}_D = U_D e^{j0} \\ i_D &\approx \underline{I}_D; \quad i_Q \approx \underline{I}_Q; \quad i_q \approx \underline{I}_q; \quad i_d \approx \underline{I}_d, \quad s_{ik} \approx j \cdot \omega_1 \underline{I}_k \end{aligned} \quad (6.177)$$

Ecuatiile SAB din fig. 6.29 devin, conform rel. (6.146) — (6.149),

$$\begin{cases} \underline{U}_D e^{j \cdot \varphi(t)} = jX_m \underline{I}_D + jX_m \underline{I}_d, & \underline{U}_Q = jX_m \underline{I}_Q + jX_m \underline{I}_q \\ 0 = -\nu(t) \cdot X_m \cdot \underline{I}_D + jX_m \underline{I}_Q + (R + jX_m) \underline{I}_q - \nu(t) \cdot X_m \underline{I}_d \\ 0 = jX_m \underline{I}_D + \nu(t) X_m \underline{I}_Q + \nu(t) X_m \underline{I}_q + (R + jX_m) \underline{I}_d; \end{cases} \quad (6.178)$$

$$\nu(t) = \omega_R(t) / \omega_1$$

Cuplul electromagnetic se obține, conform rel. (6.158),

$$M_e(t) = \frac{2p}{\omega_1 R} \lambda U_Q^2 \sin \varphi(t) - \frac{p(1 + \lambda^2)}{\omega_1 R} \cdot \nu(t) \cdot U_Q^2, \quad \lambda = U_D / U_Q \quad (6.179)$$

U_c variază de la zero la valoarea nominală. La U_c — mici, T_{em} va fi mai mare, în calculele de stabilitate se lucrează cu valoarea minimă a lui F_s , rezultatele obținute fiind astfel acoperitoare.

Pentru regimuri dinamice rapide este necesar să se țină seama și de constanta de timp a circuitelor electrice, expresia funcției de transfer devenind mai complicată.

Comanda reversibilă a servomotorului asincron bifazat [34]

Servomotorul asincron bifazat cu rotor în pahar, de inerție redusă, poate

Se poate obține mărimea raportată a cuplului, dacă se împarte această ecuație la $M_{pm} \approx 2p U_Q^2 / (\omega_1 \cdot R)$, adică

$$m_e(t) = \lambda \cdot \sin [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_0] - \nu(t)(1 + \lambda^2)/2 \quad (6.180)$$

Așadar, cuplul relativ al SAB cuprinde un termen armonic de pulsație egală cu diferența dintre pulsațiile tensiunilor aplicate celor două înfășurări $\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$ și un termen dependent de viteza rotorului (frecare viscoasă).

Sub acțiunea acestui cuplu rotorul va efectua mișcări oscilatorii, viteza variind aproximativ armonic cu timpul, amplitudinea vitezei depinzând de cuplul rezistent pe arbore și de coeficientul de semnal. [35]

6.3. TAHOGENERATOARELE ASINCRONE

Tahogeneratoarele asincrone bifazate cu rotor neferomagnetic în formă de pahar au o largă răspîndire în automatizări datorită unor avantaje: frecvența semnalului de ieșire nu depinde de viteza tradusă, erorile de amplitudine și de fază sînt reduse, absența contactelor alunecătoare și a paraziților, inerție redusă, etc.

6.3.1. CONSTRUCȚIA TAHOGENERATOARELOR ASINCRONE, FUNCȚIONARE

Din punct de vedere al construcției, tahogeneratoarele asincrone bifazate (TAB) se aseamănă cu SAB cu rotor în formă de pahar (fig. 6.30).

În fig. 6.30.a este prezentat TAB cu înfășurări de excitație și de lucru (sarcină) plasate pe statorul exterior; cele două înfășurări identice sînt decalate spațial la un unghi de $\pi/2$ rad. Statorul interior realizează închiderea cîmpului magnetic. Între cele două statoare se află rotorul, sub formă de pahar, din material neferomagnetic: Al , aliaje de Al , bronz fosforos, etc. Paharul rotoric este solidar cu arborele care se cuplează mecanic cu elementul în rotație a cărui viteză trebuie măsurată.

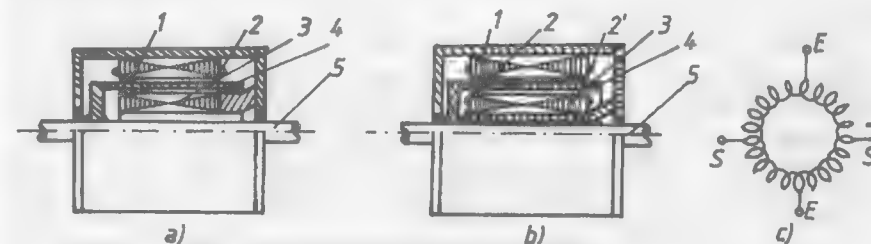


Fig. 6.30

- | | |
|------------------------------|--------------------------------|
| 1. miez stator exterior; | 4. rotor neferomagnetic pahar; |
| 2, 2'. înfășurări statorice; | 5. arbore. |
| 3. miez stator interior; | |

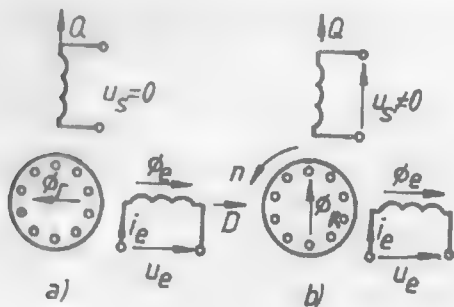


Fig. 6.31.

În fig. 6.30.b se prezintă o variantă de TAB la care pe statorul exterior se găsește înfășurarea monofazată de excitație, iar pe statorul interior înfășurarea monofazată de lucru. Între aceste două statoare se găsește rotorul sub formă de pahar. Cu ocazia montării se are în vedere ca statorul interior să ocupe o poziție relativă față de statorul exterior în așa fel încât cele două înfășurări să fie cu axele perpendiculare.

La TAB de gabarite reduse se plasează pe statorul exterior o înfășurare continuă (în inel); de la două puncte diametral opuse se scot bornele de alimentare a înfășurării de excitație (E-E), iar de la alte două puncte, în cuadratură se scot bornele înfășurării de sarcină (S-S), fig. 6.30.c.

Mai există și varianta constructivă în care ambele înfășurări sînt plasate pe statorul interior.

Întrucît aceste tahogeneratoare evaluează viteza de rotație a servomotoarelor utilizate în diverse acționări, există și execuții la care TAB este în construcție înglobată cu servomotorul a cărui viteză se traduce, arborele acestor două mașini fiind comun.

Pentru a analiza funcționarea unui TAB, se consideră că rotorul prezintă conductoare introduse în creștături (colivie). În realitate paharul rotoric este echivalent cu un rotor avînd un număr infinit de bare scurtcircuitate. Se presupune că rotorul este imobil (fig. 6.31.a), iar înfășurarea de excitație este alimentată de la frecvența f_1 . Fluxul Φ_e este alternativ și induce în spirele rotorice curenți, analog la un transformator cu secundarul în scurtcircuit, care creează un flux rotoric de reacție orientat pe direcția axei orizontale, tinzînd să anuleze fluxul Φ_e .

Fluxul rotoric Φ_r are direcția perpendiculară pe axa Q , deci tensiunea indusă în înfășurarea de lucru este nulă.

În cazul cînd rotorul este antrenat cu viteza n , fluxul de excitație induce în conductoarele rotorice, pe lîngă tensiunea statică din cazul cînd viteza este nulă și o tensiune de rotație. Curenții rotorici corespunzători tensiunii de rotație indusă au sensurile indicate în fig. 6.31.b, încît rotorul se poate considera avînd și o înfășurare a cărei axă este pe direcția Q . Acum înfășurarea rotorică creează și un flux Φ_r orientat pe direcția axei înfășurării statorice de lucru care induce în aceasta o tensiune u_s . Tensiunea de rotație indusă în rotor este proporțională cu viteza n , deci și fluxul Φ_r , adică și tensiunea indusă u_s are amplitudinea proporțională cu viteza de rotație. Frecvența tensiunii induse u_s este egală cu f_1 , iar amplitudinea sa este proporțională cu viteza de rotație n . Frecvența de alimentare a TAB este de obicei 50 sau 400 Hz.

6.3.2. ECUAȚIILE DE FUNCȚIONARE A TAHOGENERATORULUI ASINCRON, CARACTERISTICI

Schema de principiu a unui TAB este prezentată în fig. 6.32. În serie cu înfășurarea de lucru se consideră o impedanță exterioară $Z_L = R_L + jX_L$ la bornele căreia se obține o tensiune u_L .

Ecuatia circuitului transversal statoric este

$$u_s + u_L = u_Q = 0; \quad u_L = -u_s \quad (6.181)$$

Ecuatiile mașinii se deduc din relația (6.6), în care se ține seama că impedanța circuitului transversal Q este:

$$\underline{Z}_1 + \underline{Z}_L = R_1 + jX_1 + \underline{Z}_L = R_1 + jX_{s1} + jX_m + \underline{Z}_L \quad (6.182)$$

introducînd astfel reactanța de scăpări a înfășurării statorice, care nu mai poate fi neglijată. Se are în vedere faptul că TAB sînt, în general, mașini de mică putere, la care inductanța de scăpări este destul de mare, peste 10% din inductanța utilă.

În ceea ce privește impedanța echivalentă rotorică, rezistența este mai mare decît reactanța utilă, încît reactanța de scăpări poate fi neglijată.

Se obține astfel ecuația matricială, în complex

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1 & 0 & 0 & jX_m \\ 0 & \underline{Z}_1 + \underline{Z}_L & jX_m & 0 \\ -v \cdot X_m & jX_m & R + jX_m & -v \cdot X_m \\ jX_m & v \cdot X_m & v \cdot X_m & R + jX_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_e \\ \underline{I}_s \\ \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \end{bmatrix} \quad (6.183)$$

unde $v = n/n_1$ este viteza relativă a rotorului.

În cazul particular, cînd impedanța exterioară este mare $\underline{I}_s \approx 0$ (tahogeneratorul funcționează, în general, în regim de sarcini reduse, apropiate de mersul în gol), ecuația a doua din (6.183) devine

$$\underline{Z}_1 \underline{I}_s + \underline{Z}_L \underline{I}_s + jX_m \underline{I}_q = 0, \quad \underline{Z}_1 \underline{I}_s + \underline{U}_L = -jX_m \underline{I}_q, \quad \underline{U}_{L0} \approx -jX_m \underline{I}_q \quad (6.184)$$

iar ecuațiile (6.183) ajung, renunțînd la linia a doua și coloana a doua, în forma:

$$\begin{cases} \underline{U}_e = \underline{Z}_1 \underline{I}_e + jX_m \underline{I}_d \\ 0 = -v \cdot X_m \underline{I}_e + (R + jX_m) \underline{I}_q - v \cdot X_m \underline{I}_d \\ 0 = jX_m \underline{I}_e + v \cdot X_m \underline{I}_q + (R + jX_m) \underline{I}_d \end{cases} \quad (6.185)$$

Din sistemul (6.185) se scoate curențul \underline{I}_q , adică

$$\underline{I}_q = \frac{\underline{D}_q}{D} = \frac{v \cdot X_m R \underline{U}_e}{\underline{Z}_1 (R + jX_m)^2 + X_m^2 (R + jX_m) + v^2 \cdot X_m^2 (\underline{Z}_1 - jX_m)} \quad (6.186)$$

Dacă se ține seama de faptul că $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{s1} + jX_m = \underline{Z}_{s1} + jX_m$ se obține din (6.184), tensiunea de mers în gol pe sarcină:

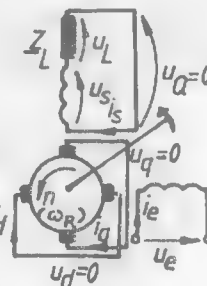


Fig. 6.32.

$$\underline{U}_{Lo} = \frac{-jU_e X_m^2 R \cdot v}{jRX_m(R + jX_m) + Z_{s1}(R + jX_m)^2 + v^2 \cdot X_m^2 Z_{s1}} \quad (6.187)$$

Deoarece R și X_m sînt mari comparativ cu R_1 și $jX_{s1}(Z_{s1})$, se poate scrie expresia (6.187) în forma:

$$\underline{U}_{Lo} = \frac{U_e v}{\frac{R + jX_m}{X_m} + \frac{X_{s1} - jR_1}{R} \left(\frac{R + jX_m}{X_m} \right)^2 + \frac{X_{s1} - jR_1}{R} \cdot v^2} \quad (6.188)$$

sau în formă simplificată:

$$\underline{U}_{Lo} = \frac{U_e \cdot v}{a + b \cdot v^2} \quad (6.189)$$

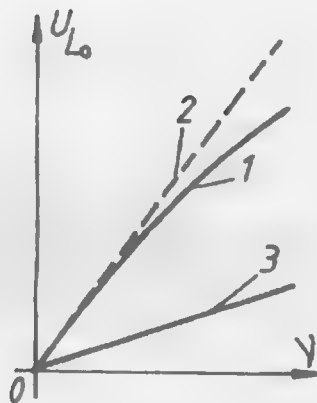


Fig. 6.33.

Rezultă că, chiar la mersul în gol, dependența $U_{Lo} = f(v)$ nu este o dreaptă, această caracteristică prezentînd o curbare mai pronunțată la viteze mari (fig. 6.32, curba 1). Față de un tahogenerator ideal (curba 2) TAB prezintă o eroare de liniaritate, cu atît mai mare cu cît viteza relativă v este mai mare.

De aceea este indicat ca aceste tahogeneratoare să lucreze la viteze mult mai mici decît viteza de sincronism, de obicei în limitele 10 — 20%. Se justifică astfel utilizarea frecvențelor ridicate pentru alimentarea înfășurării de excitație (400 Hz). Eroarea de liniaritate este cu atît mai mică cu cît rezistența statorului și reactanța de scăpări statorică este mai mică. Liniaritatea acceptabilă a caracteristicii $U_{Lo} = f(v)$ se obține prin creșterea rezistenței echivalente a rotorului, cînd termenul a

de la numitor crește, iar b scade; în schimb creșterea numitorului în expresia (6.189) micșorează valoarea tensiunii induse (curba 3 din fig. 6.33).

Din acest motiv se construiesc rotoare din materiale cu rezistivitate mărită, bronz fosforos sau aliaje din aluminiu, dar care să prezinte o rezistență mecanică ridicată, întrucît grosimea paharului trebuie luată cît mai mică.

La funcționarea tahogeneratorului în sarcină apare o variație a tensiunii dependente de sarcină conform relației (6.184)

$$\underline{U}_L = \underline{U}_{Lo} - \underline{Z}_L I_s, \quad (6.190)$$

adică pentru o anumită viteză, tensiunea \underline{U}_L diferă față de \underline{U}_{Lo} , această diferență depinzînd de caracterul sarcinii (de I_s ca modul și ca defazaj). Printr-o adaptare corespunzătoare a sarcinii este posibilă chiar liniarizarea caracteristicii, soluție

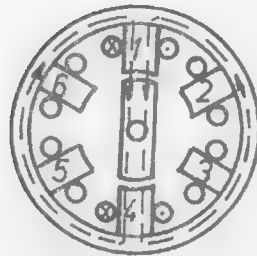
valabilă în cazul sarcinilor activ- capacitive. Practic se recurge la utilizarea unor condensatoare conectate în paralel cu sarcina cu rolul de compensare a erorilor.

O altă eroare întîlnită la TAB este cea datorită „tensiunii reziduale”, adică chiar la viteză nulă a rotorului, în înfășurarea de sarcină se induce o tensiune de valoare redusă. Acest fapt se datorește unor imperfecțiuni constructive inerente; nerealizarea concentricității celor două statoare, interior și exterior, decalarea spațială a înfășurărilor la un unghi diferit de 90° , etc.

În scopul micșorării acestor erori se utilizează înfășurări suplimentare statorice de compensare, alimentate de la rețeaua de excitație. Se poate obține o diminuare a acestor erori la construcțiile cu înfășurări de excitație pe unul din statoare și înfășurare de lucru pe celălalt stator, dacă cu ocazia montării mașinii se rotește unul din statoare în poziția pentru care tensiunea reziduală, măsurată cu precizie, este minimă, poziție în care se realizează blocarea statorului respectiv.

Erorile de temperatură care apar se pot compensa dacă se folosesc rezistențe neliniare cu caracteristici adecvate, în general cu coeficient de temperatură negativ.

MAȘINI ELECTRICE SPECIALE SINCRONE



7.1. ECUAȚIILE GENERALE ALE MAȘINILOR SINCRONE

7.1.1. MAȘINA SINCRONĂ CU POLI ÎNECAȚI

Ecuațiile mașinilor sincrone, valabile atât pentru regimurile staționare de funcționare cât și pentru regimurile tranzitorii, se deduc din ecuațiile mașinilor electrice generalizate prezentate în cap.2, rel. (2.85).

O schemă electrică mai completă a mașinii sincrone cuprinde: o înfășurare trifazată simetrică, plasată în creștăturile uniform distribuite de pe periferia rotorului (fără poli aparenti), o înfășurare de excitație e , plasată în jurul polilor statorici, avînd axa pe direcția D — longitudinală a mașinii, o înfășurare de amortizare, în scurtcircuit, D , plasată în axa D statorică, o înfășurare de amortizare, de asemenea, în scurtcircuit, Q , plasată în axa Q statorică (fig. 7.1.a).

Se vor utiliza următoarele notații: inductanța pe fază a înfășurării trifazate rotorice, L_2 ; rezistența pe fază a aceleiași înfășurări, R_2 ; inductanța mutuală între două faze rotorice, M_2 ; inductanța înfășurării statorice D sau Q , L_1 ; rezistența înfășurării statorice D sau Q , R_1 ; inductanța mutuală maximă dintre o înfășurare statorică D sau Q și o înfășurare rotorică A, B , sau C, M ; inductanța înfășurării de excitație e , L_e ; rezistența înfășurării de excitație R_e ; inductanța mutuală maximă dintre înfășurarea de excitație e și o fază rotorică, M_e ; inductanța mutuală dintre înfășurarea de excitație e și înfășurarea D , M_{eD} (evident, $M_{eQ} = 0, M_{DQ} = 0$, întrucît sînt situate în cuadratură).

După cum se vede, în fig. 7.1.a s-a reprezentat, de fapt, o mașină sincronă de construcție inversată. La construcția directă înfășurarea rotorică, mobilă, este plasată pe rotorul anizotrop.

Teoria generală expusă în cap. 2 s-a referit la o mașină generalizată cu poli aparenti pe stator, ecuațiile deduse ținînd seama de acest fapt și fiind direct

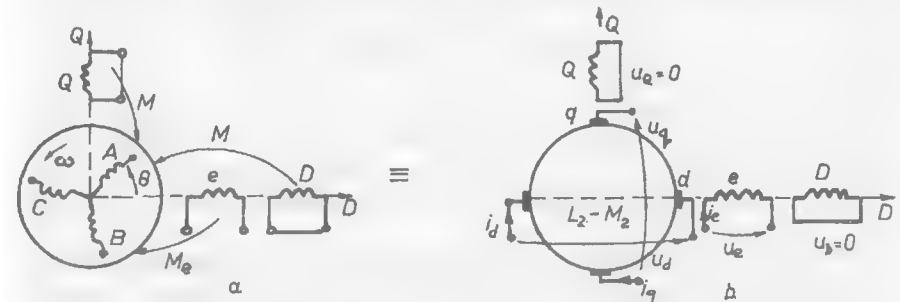


Fig. 7.1.

aplicabile în studiul mașinii de c.c., asincrone, precum și al mașinii sincrone în construcție inversată. Din punct de vedere fenomenologic această situație nu înseamnă totuși o inconsecvență, lucrurile se pot interpreta și astfel: considerăm analiza într-un sistem de referință rotitor, fixat de rotorul pe care se găsește înfășurarea trifazată, iar înfășurările statorice vor deveni rotitoare, dar în sens contrar celui prezentat pe figură. Ecuațiile rămân în principiu aceleași, dar se modifică unele notații și semne.

Înfășurarea trifazată rotorică se va înlocui cu una bifazată, în cele două axe α și β (§ 2.1.3). Inductanțele bobinelor α și β ale înfășurării bifazate echivalente sînt $L_2 - M_2$ (§2.1.3.2). Deoarece bobinele statorului se păstrează, iar numărul de spire pe fază pentru sistemul bifazat rotoric este de $\sqrt{3/2}$ ori mai mare decît al unei faze a rotorului real trifazat (rel.2.31), rezultă că maximul inductanței mutuale dintre înfășurările D sau Q și fiecare din cele două înfășurări rotorice echivalente este $\sqrt{3/2}M$. De asemenea, inductanța mutuală maximă între înfășurarea e și fiecare înfășurare rotorică este $\sqrt{3/2}M_e$.

Rotorului bifazat, obținut acum, i se poate aplica transformarea tip comutator, fiind înlocuit cu două înfășurări conectate la perechile de perii plasate în cele două axe, fig. 7.1.b, inductanțele care intervin devenind constante (§ 2.1.4). Chiar și inductanțele mutuale stator-rotor sînt acum independente de poziția rotorului.

Considerînd înfășurarea rotorică fără nul accesibil, se poate renunța la componentele homopolare ($i_0 = 0$), iar ecuația mașinii sincrone se scrie în forma (2.85), la care mai intervine o linie și o coloană corespunzătoare înfășurării de excitație (indice e), rel. 7.1.

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + L_e s & M_{eD}s & 0 & 0 & \bar{M}_e \cdot s \\ M_{De}s & R_1 + L_1 s & 0 & 0 & \bar{M}s \\ 0 & 0 & R_1 + L_1 s & \bar{M}s & 0 \\ -\bar{M}\omega & -\bar{M}\omega & \bar{M}s & R_2 + \bar{L}_2 s & -\bar{L}_2 \omega \\ \bar{M}_e s & \bar{M}s & \bar{M}\omega & \bar{L}_2 \omega & R_2 + \bar{L}_2 s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

Prima coloană din matricea impedanțelor se adaugă prin analogie cu prima coloană din aceeași matrice dată de relația (2.85), ținîndu-se seama de cuplajele corespunzătoare M_{De} și M_e . În relația 7.1 s-au introdus notațiile:

$$\bar{L}_2 = L_2 - M_2, \quad \bar{M} = \sqrt{3/2}M, \quad \bar{M}_e = \sqrt{3/2}M_e \quad (7.2)$$

iar

$$\omega = \omega_R = \omega_r.$$

7.1.1.1. Regimul staționar simetric al mașinii sincrone

În regim trifazat echilibrat, tensiunile aplicate fazelor: u_A, u_B, u_C sînt simetrice. Acestui sistem trifazat simetric de tensiuni (și curenți) îi corespunde un sistem bifazat simetric de tensiuni u_α, u_β (respectiv curenți), iar prin transformarea tip comutator îi corespunde un sistem simetric de tensiuni u_d și u_q , care, după cum se

va vedea, sînt constante (au expresii similare cu mărimile din c.c). Tensiunile u_d, u_q și u_e sînt continue, iar tensiunile la bornele înfășurărilor D și Q sînt nule.

Dacă se presupun

$$u_A = U\sqrt{2} \sin \omega t \text{ și } i_A = I\sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi)$$

expresiile mărimilor din faza A , atunci mărimile corespunzătoare din celelalte faze vor fi exprimate imediat, intervenind unghiurile de defazaj de $2\pi/3$ respectiv $4\pi/3$ rad.

Aplicînd transformarea de faze (§ 2.1.3.1), se obțin:

$$\begin{cases} u_\alpha = U\sqrt{3} \sin \omega t, & u_\beta = -U\sqrt{3} \cos \omega t \\ i_\alpha = I\sqrt{3} \sin (\omega t - \varphi), & i_\beta = -I\sqrt{3} \cos (\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (7.3)$$

Folosind transformarea tip comutator (2.42), se deduc

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I\sqrt{3} \sin (\omega t - \varphi) \\ -I\sqrt{3} \cos (\omega t - \varphi) \end{bmatrix}, \\ i_d &= I\sqrt{3} [\cos \theta \sin (\omega t - \varphi) - \sin \theta \cos (\omega t - \varphi)] = \\ &= -I\sqrt{3} \sin (\theta - \omega t + \varphi) \\ i_q &= I\sqrt{3} [\sin \theta \sin (\omega t - \varphi) + \cos \theta \cos (\omega t - \varphi)] = \\ &= I\sqrt{3} \cos (\theta - \omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (7.4)$$

unde θ este unghiul de poziție dintre axa fazei A sau α , luat în avans în raport cu axa D , fixă. Unghiul θ este dat de

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (7.5)$$

unde θ_0 este unghiul de poziție inițială a fazei respective, adică unghiul dintre axa fazei A , la care tensiunea aplicată trece prin zero și axa D statorică.

Înlocuind (7.5) în (7.4), obținem

$$i_d = -I\sqrt{3} \sin (\theta_0 + \varphi), \quad i_q = I\sqrt{3} \cos (\theta_0 + \varphi) \quad (7.6)$$

Analog se deduc tensiunile

$$u_d = -U\sqrt{3} \sin \theta_0, \quad u_q = U\sqrt{3} \cos \theta_0 \quad (7.7)$$

După cum se observă din rel. (7.6) și (7.7), mărimile rotorice au devenit, analitic, mărimi de c.c., la fel ca și cele reale statorice. În aceste condiții (de funcționare a mașinii la sincronism) derivatele, în raport cu timpul aplicate curenților deveniți continui, sînt nule, $s = 0$, iar ecuațiile (7.1) devin

$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega \bar{M}_e & R & -X \\ 0 & X & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

Liniile a doua și a treia, precum și coloanele respective din ec. (7.1) au toate elementele nule.

S-au folosit notațiile

$$X = \omega \bar{L}_2, \quad R = R_2 \quad (7.9)$$

care reprezintă reactanța sincronă a mașinii, respectiv rezistența pe fază a mașinii. Introducând (7.6) și (7.7) în (7.8), se obțin relațiile

$$\begin{vmatrix} u_e \\ U\sqrt{3}\cos\theta_0 \\ -U\sqrt{3}\sin\theta_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega\bar{M}_e & R & -X \\ 0 & X & R \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_e \\ I\sqrt{3}\cos(\theta_0 + \varphi) \\ -I\sqrt{3}\sin(\theta_0 + \varphi) \end{vmatrix} \quad (7.10)$$

Împărțind ultimele două ecuații din (7.10) prin $\sqrt{3}$ și scriind detaliat aceste ecuații, se ajunge la

$$\begin{cases} u_e = Re i_e \\ U \cos \theta_0 = -\frac{\omega\bar{M}_e}{\sqrt{3}} i_e + RI \cos(\theta_0 + \varphi) + XI \sin(\theta_0 + \varphi) \\ U \sin \theta_0 = -XI \cos(\theta_0 + \varphi) + RI \sin(\theta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (7.11)$$

Introducând $\bar{M}_e = \sqrt{\frac{3}{2}} M_e = \frac{\sqrt{3} \Psi_e}{\sqrt{2} i_e} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{(k_b N_1) \Phi_e}{i_e}$, unde $k_b N_1$ este numărul efectiv de spire pe fază (notat în teoria generală — cap. 2, prin W_1), rezultă notația

$$E_{f0} = -\frac{\omega(k_b N_1) \Phi_e}{\sqrt{2}} = -\frac{\omega\bar{M}_e i_e}{\sqrt{3}} \quad (7.12)$$

numită tensiune indusă efectivă pe fază t.e.f., la mersul în gol.

Așadar, se obțin relațiile:

$$\begin{cases} U \cos \theta_0 = E_{f0} + RI \cos(\theta_0 + \varphi) + XI \sin(\theta_0 + \varphi) \\ U \sin \theta_0 = -XI \cos(\theta_0 + \varphi) + RI \sin(\theta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (7.13)$$

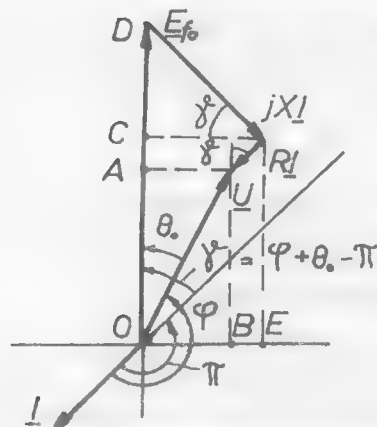


Fig. 7.2.

Aceste relații sînt ecuațiile de proiecții ale tensiunilor pe două axe rectangulare din plan. Se va justifica în cele ce urmează faptul că mărimile care intervin în ecuațiile (7.13) îndeplinesc exact condițiile de reprezentare în plan, întâlnite la diagramele în complex a tensiunilor la mașina sincronă, în care $X_s = X_\sigma + X_a$ se notează cu X , unghiul θ' este θ_0 , iar $I_a = I$; întrucît unghiul φ este apropiat de π rad., rezultă că $\varphi + \theta_0 \in (\pi/2, 3\pi/2)$, iar $\gamma = \varphi + \theta_0 - \pi \in (-\pi/2, \pi/2)$, deci $\cos(\theta_0 + \varphi) = -\cos(\theta_0 + \varphi - \pi) = -\cos\gamma$ și $\sin(\theta_0 + \varphi) = -\sin(\theta_0 + \varphi - \pi) = -\sin\gamma$.

Diagrama tensiunilor cu aceste notații se prezintă în fig. 7.2. Ecuațiile (7.13) se pot scrie:

$$\begin{cases} U \cos \theta_0 = E_{f0} - RI \cos \gamma - XI \sin \gamma \\ U \sin \theta_0 = XI \cos \gamma - RI \sin \gamma \end{cases} \quad (7.13')$$

Pentru segmentele prezentate în fig. 7.2, făcînd proiecțiile pe cele două axe, se obțin relațiile geometrice

$$\begin{cases} |OA| = |OD| - |DC| - |CA| \\ |OB| = |OE| - |BE| \end{cases} \quad (7.14)$$

iar $|OA| = U \cos \theta_0$, $|OD| = E_{f0}$, $|DC| = XI \sin \gamma$, $|CA| = RI \cos \gamma$, $|OB| = U \sin \theta_0$, $|OE| = XI \cos \gamma$, $|BE| = RI \sin \gamma$.

Dacă se înmulțește prima ecuație din (7.13) cu $\cos \theta_0$, a doua cu $\sin \theta_0$ și se adună membru cu membru, se obține următoarea ecuație

$$U = E_{f0} \cos \theta_0 + RI \cos \varphi + XI \sin \varphi, \text{ dar } \sin \varphi = \cos(\pi/2 - \varphi) \quad (7.15)$$

Dacă se înmulțește prima ecuație din (7.13) cu $\sin \theta_0$, a doua cu $\cos \theta_0$ și se scade, se mai obține o ecuație:

$$0 = E_{f0} \sin \theta_0 + RI \sin(-\varphi) + XI \cos \varphi, \text{ dar } \cos \varphi = \sin(\pi/2 - \varphi) \quad (7.16)$$

Adunînd ecuația (7.15) cu ecuația (7.16) amplificată cu unitatea complexă j și ținînd seama de relația $\cos \alpha + j \sin \alpha = e^{j\alpha}$, rezultă

$$Ue^{j0} = E_{f0}e^{j\theta_0} + RIe^{-j\varphi} + XIe^{j\pi/2} \cdot e^{-j\varphi}, \text{ dar } e^{j\pi/2} = j, \quad (7.17)$$

adică:

$$\underline{U} = \underline{E}_{f0} + \underline{RI} + j\underline{XI}, \quad (7.18)$$

unde s-au introdus mărimile complexe

$$\underline{U} = Ue^{j0}, \text{ (origine de fază)}, \underline{E}_{f0} = E_{f0}e^{j\theta_0}, \underline{I} = Ie^{-j\varphi} \quad (7.19)$$

Ecuația (7.18) între mărimile complexe ale mașinii sincrone se poate deduce, deci, și din relațiile (7.13), obținute la mașina generalizată.

Se mai face precizarea: prin folosirea transformării de faze și a transformării tip comutator, mărimilor sinusoidale de pulsație ω (egală cu viteza unghiulară de sincronism) le corespund mărimi de frecvență nulă, ca în curent continuu și care se pot reprezenta în plan, prin vectori, sau prin mărimi complexe, păstrîndu-se o corespondență biunivocă cu mărimile sinusoidale originale reprezentate în complex simplificat după regulile cunoscute.

7.1.1.2. Expresia cuplului

Cuplul mașinii sincrone este dat de expresia generală (2.121), adică valoarea sa instantanee este

$$m_e = [I]_t \cdot [G] \cdot [I] = |i_e i_D i_Q i_q i_d| \cdot \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\bar{M}_e & -\bar{M} & 0 & 0 & -\bar{L}_2 \\ 0 & 0 & \bar{M} & \bar{L}_2 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} =$$

$$= |i_e i_D i_Q i_q i_d| \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\bar{M}_e i_e - \bar{M} i_D - \bar{L}_2 i_d \\ \bar{M} i_Q + \bar{L}_2 i_q \end{vmatrix} = i_q (-\bar{M}_e i_e - \bar{M} i_D - \bar{L}_2 i_d) +$$

$$+ i_d (\bar{M} i_Q + \bar{L}_2 i_q) = -i_q i_e \bar{M}_e + \bar{M} (i_d i_Q - i_q i_D)$$

În regim sincron staționar, deoarece $i_D = i_Q = 0$, rezultă

$$m_e = -i_q i_e \bar{M}_e \quad (7.21)$$

Dacă se ține seama de (7.12) și (7.6), se obține valoarea medie

$$M_e = I\sqrt{3} \cos(\theta_0 + \varphi) \frac{E_f \sqrt{3}}{\omega} = \frac{3E_f I}{\omega} \cos(\theta_0 + \varphi) \quad (7.22)$$

identică cu relația cunoscută de la mașina sincronă.

În cazul cînd mașina lucrează ca generator, $\varphi \in (\pi/2, 3\pi/2)$, rezultă un cuplu negativ

$$M_e = -\frac{3E_f I}{\omega} \cos(\theta_0 + \varphi - \pi) = -\frac{3E_f I}{\omega} \cos \gamma; \gamma \in (-\pi/2, \pi/2) \quad (7.23)$$

Cuplul mecanic va rezulta pozitiv, din condiția de echilibru, $M_e + M_m = 0$

Din diagrama din fig. 7.2 se obține:

$$E_f \cos(\varphi + \theta_0 - \pi) = U \cos(\varphi - \pi) + RI, \quad (7.24)$$

iar puterea mecanică $P_m = M_m \omega$ este

$$P_m = 3[UI \cos(\varphi - \pi) + RI^2], \quad (7.25)$$

adică puterea mecanică, pozitivă, este egală cu puterea furnizată de generator, la care se adaugă pierderile prin efect electrocaloric în înfășurarea indusă.

7.1.2. MAȘINA SINCRONĂ CU POLI APARENȚI

Axa D prezintă reluctanță minimă, iar Q reluctanță maximă. Inductanțele proprii ale înfășurărilor în rotație, inductanțele mutuale dintre ele precum și inductanțele dintre aceleași înfășurări și cele statorice, fixe, sînt dependente de unghiul de rotație, deci și de timp.

Prin aplicarea transformărilor de fază și de tip comutator înfășurărilor rotorului, la fel ca la mașina cu poli înecați, situația se simplifică, întrucît înfășurările prezintă valori constante ale inductanțelor (§ 2.2.2.1). Se folosesc notațiile: inductanțele înfășurărilor trifazate rotorice pe axele d și q L_d respectiv L_q ; rezistența înfășurărilor rotorice pe fază, R ; inductanțele proprii, respectiv rezistențele înfășurărilor statorice: L_D , L_Q și L_e , R_D , R_Q , R_e ; inductanța mutuală între înfășurarea D și o fază rotorică M_D ; inductanța mutuală între înfășurarea Q și o fază rotorică, M_Q ; inductanța mutuală dintre înfășurarea e și o fază rotorică, M_e ; inductanța mutuală dintre înfășurarea e și înfășurarea coaxială D , M_{eD} .

Ecuția de tensiuni pentru mașina sincronă, după aplicarea transformării de fază și de tip comutator (2.85) devine

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_D \\ u_Q \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e + L_e s & M_{eDs} & 0 & 0 & M_{eS} \\ M_{eDs} & R_D + L_D s & 0 & 0 & M_{DS} \\ 0 & 0 & R_Q + L_Q s & M_Q & 0 \\ -M_e \omega & -M_D \omega & M_Q s & R + L_q s & -L_d \omega \\ M_{eS} & M_{DS} & M_Q \omega & L_q \omega & R + L_d s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} \quad (7.26)$$

Pentru simplificarea scrierii, în relațiile (7.26) s-a renunțat la semnul — bară — plasat deasupra inductanțelor, semnificațiile acestor inductanțe rămînînd aceleași cu cele date de (7.1) și (7.2).

7.1.2.1. Regimul staționar simetric

Urmînd același procedeu ca și în § 7.1.1.1., se obțin ecuațiile mașinii sincrone cu poli aparenti în regim staționar

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_q \\ u_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} u_e \\ U\sqrt{3} \cos \theta_0 \\ -U\sqrt{3} \sin \theta_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -\omega M_e & R & -\omega L_d \\ 0 & \omega L_q & R \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_e \\ I\sqrt{3} \cos(\theta_0 + \varphi) \\ -I\sqrt{3} \sin(\theta_0 + \varphi) \end{vmatrix} \quad (7.27)$$

Cu notația $E_f = -\omega M_e I_e / \sqrt{3}$, ultimele două ecuații din (7.27) se scriu, dacă $\omega L_d = X_d$ și $\omega L_q = X_q$,

$$\begin{cases} U \cos \theta_0 = E_f + RI \cos(\theta_0 + \varphi) + X_d I \sin(\theta_0 + \varphi) \\ U \sin \theta_0 = -X_q I \cos(\theta_0 + \varphi) + RI \sin(\theta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (7.28)$$

Se înmulțește a doua ecuație cu j , se scade din prima, după care se trece la forma exponențială a numerelor complexe, obținîndu-se,

$$U e^{-j\theta_0} = E_f e^{j0} + R I e^{-j(\theta_0 + \varphi)} + j X_d [-I \sin(\theta_0 + \varphi)] + j X_q I \cos(\theta_0 + \varphi) \quad (7.29)$$

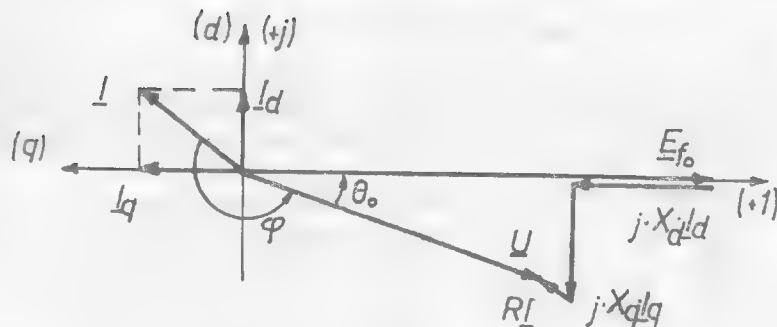


Fig. 7.3.

Ecuatia (7.29) se poate reprezenta în planul complex (fig. 7.3), luând ca origine de fază tensiunea indusă \underline{E}_0 , celelalte mărimi rezultând astfel:

$$\underline{U} = Ue^{-j\theta_0}, \quad \underline{I} = Ie^{-j(\theta_0 + \varphi)}$$

(întrucât s-a considerat regimul de generator, $\varphi \approx \pi$). Dar, descompunând curentul \underline{I} pe cele două axe d și q , obținem $\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$. Pe de altă parte: $\underline{I} = I \cos(\varphi + \theta_0) - jI \sin(\varphi + \theta_0)$, de unde rezultă:

$$\underline{I}_d = I \cos(\varphi + \theta_0); \quad \underline{I}_q = -jI \sin(\varphi + \theta_0) \quad (7.30)$$

Ecuatia (7.29) se aduce acum la forma

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + R\underline{I} + jX_d \underline{I}_d + jX_q \underline{I}_q. \quad (7.31)$$

7.1.2.2. Expresia cuplului

Cuplul electromagnetic se obține din relația:

$$m_e = [\underline{I}]^T [G] [\underline{I}] = |i_e i_D i_Q i_q i_d| \times \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -M_e & -M_D & 0 & 0 & -L_d \\ 0 & 0 & M_Q & L_q & 0 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_e \\ i_D \\ i_Q \\ i_q \\ i_d \end{vmatrix} = \quad (7.32)$$

$$= |i_e i_D i_Q i_q i_d| \times \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -M_e i_e - M_D i_D - L_d i_d \\ M_Q i_Q + L_q i_q \end{vmatrix} = i_q (-M_e i_e - M_D i_D - L_d i_d) +$$

$$+ i_d (M_Q i_Q + L_q i_q) = -M_e i_e i_q - M_D i_q i_D + M_Q i_d i_Q + i_d i_q (L_q - L_d)$$

În regim staționar de funcționare la sincronism, $i_D = i_Q = 0$, rezultă valoarea cuplului

$$m_e = -M_e i_e i_q - i_d i_q (L_d - L_q), \quad (7.33)$$

adică o sumă dintre cuplul datorat excitației (de excitație) și cuplul datorat diferenței inductanțelor din cele două axe (de reluctanță).

7.1.3. REGIMURI TRANZITORII ALE MAȘINII SINCRONE

Ca exemplu de regim tranzitoriu, întâlnit frecvent în practică, se consideră scurtcircuitul brusc al generatorului sincron. Se presupune că mașina sincronă lucrează în gol, iar la momentul $t = 0$ se aplică un scurtcircuit brusc trifazat la bornele mașinii. Interesează variația în acest regim a curentului de sarcină precum și a curentului de excitație. Se va admite principiul suprapunerii efectelor, încît tensiunile și curenții se vor determina ca sume dintre valorile inițiale și cele variabile rezultate din scurtcircuit. De exemplu

$$i'_e = i_{e0} + i_e, \quad (7.34)$$

unde i'_e este curentul de excitație după aplicarea scurtcircuitului, i_{e0} este curentul respectiv în momentul inițial, iar i_e este curentul variabil datorat scurtcircuitului. Expresii similare se utilizează pentru toți curenții și tensiunile.

Ecuatiile de tensiuni ale mașinii sînt (7.26), care, în regim staționar, devin:

$$\begin{vmatrix} U_e \\ U_q \\ U_d \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R_e & 0 & 0 \\ -M_e \omega & R & -X_d \\ 0 & X_q & R \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_e \\ i_q \\ -i_d \end{vmatrix} \quad (7.35)$$

unde:

$$I_d = -I\sqrt{3} \sin(\theta_0 + \varphi), \quad I_q = I\sqrt{3} \cos(\theta_0 + \varphi) \quad (7.36)$$

Se pot obține condițiile din momentul aplicării scurtcircuitului ($I = 0$) astfel:

$$i_{d0} = i_{q0} = 0, \quad U_{e0} = R_e i_{e0}, \quad u_{d0} = 0, \quad u_{q0} = -\omega M_e i_{e0} \quad (7.37)$$

După momentul scurtcircuitului, întrucît toate tensiunile fazelor devin nule, rezultă că u_d și u_q devin nule, deci și

$$u'_d = 0, \quad u'_q = 0 \quad (7.38)$$

Condiția (7.38) este echivalentă cu aplicarea, în momentul scurtcircuitului, înfășurării q a unei tensiuni $u_q = -u_{q0}$, adică,

$$u'_q = 0 = u_{q0} + u_q = u_{q0} - u_{q0} \quad (7.39)$$

Tensiunea aplicată înfășurării de excitație nu se modifică, adică

$$u_e = 0. \quad (7.40)$$

Expresiile analitice ale mărimilor care intervin se pot determina rezolvînd sistemul (7.26), dar prezența matricii de 5×5 elemente conduce la unele dificultăți. Dacă mașina nu posedă înfășurări de amortizare, matricea operațională devine o

matrice de 3×3 elemente și în cazuri concrete, cînd se cunosc parametrii mașinii, problema se rezolvă direct prin calculul matricii inverse.

Este posibilă o simplificare a problemei, dacă se utilizează o serie de aproximări prealabile, după cum urmează:

Tensiunile u_d și u_q , date de ecuația (7.26), se exprimă astfel:

$$\begin{cases} u_d = s\Psi_d + \omega \cdot \Psi_q + Ri_d \\ u_q = s\Psi_q - \omega \cdot \Psi_d + Ri_q \end{cases} \quad (7.41)$$

unde Ψ_d și Ψ_q sînt fluxurile totale pe axele d și q , adică

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + M_e i_e + M_D i_D \\ \Psi_q = L_q i_q + M_Q i_Q \end{cases} \quad (7.42)$$

sau sub forma matricială

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ u_e \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & M_e & M_D \\ M_e s & R_e + L_e s & M_{eD} s \\ M_D s & M_{eD} s & R_D + L_D s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_e \\ i_D \end{bmatrix} \quad (7.43)$$

respectiv

$$\begin{bmatrix} \Psi_q \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & M_Q \\ M_Q s & R_Q + L_Q s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (7.44)$$

Prin inversarea acestor matrici și ținînd seama că $u_e = u_D = u_Q = 0$, se obțin curenții:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_e \\ i_D \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{bmatrix} D_1 & * & * \\ D_2 & * & * \\ D_3 & * & * \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.45)$$

respectiv

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{bmatrix} R_Q + L_Q s & * \\ -M_Q s & * \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.46)$$

unde

$$\begin{aligned} D &= (2M_D M_e M_{eD} + L_d L_D L_e - M_D^2 L_e - M_{eD}^2 L_d - L_D M_e^2) s^2 + \\ &+ (L_d L_D R_e + L_d L_e R_D - R_D M_e^2 - M_D^2 R_e) s + L_d R_e R_D, \\ D_1 &= (L_e L_D - M_{eD}^2) s^2 + (L_e R_D + R_e L_D) s + R_e R_D \\ D_2 &= (M_D M_{eD} - M_e L_D) s^2 - R_D M_e s \\ D_3 &= (M_e M_{eD} - L_e M_D) s^2 - R_e M_D s \\ D' &= (L_q L_Q - M_Q^2) s + L_q R_Q \end{aligned} \quad (7.47)$$

Termenii notați cu „*” în ecuațiile (7.45) și (7.46) nu interesează, întrucît se înmulțesc cu 0, rezultatul fiind nul.

Așadar, se pot obține curenții în forma

$$i_d = \Psi_d D^{-1} / D_{11} = \Psi_q (R_Q + L_Q s) / D' \quad (7.48)$$

sau

$$\Psi_d = i_d D / D_1 = L_d i_d, \quad \Psi_q = i_q D' / (R_Q + L_Q s) = L_q i_q, \quad (7.49)$$

unde inductanțele operaționale L_d și L_q au expresiile:

$$L_d = \frac{k_d(s + \alpha_1)(s + \alpha_2)}{(s + \alpha_3)(s + \alpha_4)}; \quad L_q = \frac{k_q(s + \alpha_5)}{(s + \alpha_6)} \quad (7.50)$$

k_d, k_q sînt constante, iar $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_6$ sînt rădăcinile expresiilor care intervin în relațiile de mai sus.

Dacă se revine la ecuațiile de tensiuni (7.41), acestea se pot scrie sub forma matricială

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_d s & \omega L_q \\ -\omega L_d & R + L_q s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (7.51)$$

Se folosesc transformatele Laplace ale mărimilor variabile în timp și introducînd operatorul complex s , deoarece imaginea mărîmii inițiale $u_q = -u_{q0}$ devine $-U_{q0}/s$, iar $u_d = 0$, ecuațiile curenților, deduse din (7.51), devin:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \cdot \begin{bmatrix} s L_q + R & -L_q \\ L_d & s L_d + R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -U_{q0}/s \end{bmatrix} \quad (7.52)$$

unde

$$D = (s L_q + R)(s L_d + R) + \omega^2 L_d L_q \left[s^2 + sR \left(\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q} \right) + \omega^2 \right] \quad (7.53)$$

Pentru o scriere mai convenabilă, se notează termenul din mijlocul parantezei pătrate prin $s k$, unde k este aproximat printr-o constantă, acceptîndu-se mărimea $R^2 / L_d L_q$ — neglijabilă. Așadar, se poate scrie:

$$D = L_d L_q (s^2 + k s + \omega^2) \quad (7.53')$$

Curenții, dați de (7.52), devin:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \frac{\omega L_q U_{q0} / s}{L_d L_q (s^2 + k s + \omega^2)} = \frac{\omega U_{q0}}{s L_d (s^2 + k s + \omega^2)} = \\ &= \frac{\omega(s + \alpha_3)(s + \alpha_4) U_{q0}}{k_d (s + \alpha_1)(s + \alpha_2) (s^2 + k s + \omega^2) s} \\ i_q &= \frac{-(s L_d + R) U_{q0}}{L_d L_q (s^2 + k s + \omega^2) s} \end{aligned} \right\} \quad (7.54)$$

Din aceste expresii se pot deduce funcțiile originale ale curenților $i_d(t)$, respectiv $i_q(t)$, folosind transformatele Laplace inverse. Pentru aceasta se descompun expresiile în fracții simple și se ține seama de următoarele: expresiilor care au la

numitor mărimi de forma $s + \alpha_i$, le corespund variații aperiodice (exponențiale) ale curenților; expresiei cu numitorul s îi corespunde o constantă, iar expresiilor pătratice, $s^2 + ks + \omega^2$, cu rădăcini complexe, le corespund variații armonice ale curenților (în sin sau/și cos).

Descompunerile în fracții simple și determinarea funcțiilor originale este posibilă atunci când se analizează cazuri concrete, eventual când se pot efectua și anumite neglijări.

Se poate reveni la expresiile curenților trifazați, utilizând transformarea tip comutator și transformarea de fază, (§ 2.1.3, § 2.1.4), astfel

$$\begin{aligned} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times \\ &\times \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ \sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta & -\frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & 1/\sqrt{2} \\ -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta & -\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & 1/\sqrt{2} \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (7.55)$$

De exemplu, curentul în faza A se scrie:

$$i_A = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_d \cos \theta + i_q \sin \theta) \quad (7.56)$$

în condițiile absenței componente homopolare i_0 .

Unghiul θ se scrie ca $\omega t + \theta_0$, unde θ_0 este unghiul de poziție al rotorului în momentul inițial, al declanșării scurtcircuitului.

Ținând seama de componentele curenților i_d și i_q , date de expresiile (7.54), se obține:

$$i_A = I_c e^{-t/T_0} \cos \theta_0 + I_2 e^{-t/T_0} \cos (2\omega t + \theta_0) + (I_s + I_t e^{-t/T'} + I_{st} e^{-t/T''}) \cos (\omega t + \theta_0) \quad (7.57)$$

unde $I_s \cos (\omega t + \theta_0)$ este curentul de regim permanent (stabilizat), de scurtcircuit.

În afară de această componentă mai apar:

— o componentă continuă cu valoarea inițială $I_c \cos \theta_0$, amortizată exponențial cu decrementul dat de constanta de timp T_0 ,

— o componentă de frecvență dublă, a cărei valoare de vîrf I_2 descrește exponențial cu constanta de timp T_0 ,

— o componentă de c.a. de amplitudine I_t , care descrește exponențial cu constanta de timp T' — „tranzitorie“,



Fig. 7.4.

— o componentă de c.a. de amplitudine I_{st} , care descrește exponențial cu constanta de timp T'' — „supratranzitorie“.

În fig. 7.4. se arată variația în timp a curentului pe o fază, din momentul scurtcircuitului pînă la stabilirea regimului permanent. Alura acestei variații, mai exact valoarea de vîrf a curentului după prima semiperioadă, este determinată esențial de mărimea componente continue $I_c \cos \theta_0$ care, după cum se vede, depinde de poziția rotorului față de înfășurarea A în momentul scurtcircuitului. Curentul i_A are o valoare de vîrf maximă, dacă în momentul scurtcircuitului axa longitudinală rotorică era coliniară cu axa înfășurării A. Această situație este probabilă pentru una din cele trei faze ale mașinii.

În fig. 7.5 sînt prezentate componentele alternative: tranzitorie, $I_t e^{-t/T'}$, respectiv supratranzitorie $I_{st} e^{-t/T''}$. Componenta de frecvență dublă nu se poate pune în evidență în mod obișnuit, cu ajutorul osciloscopului, așa cum se pot evidenția celelalte componente.

Revenind la fig. 7.5, mărimea I' , adică amplitudinea inițială (maximă) a componente de curent alternativ, se poate scrie ca: $I' = \sqrt{2} E_{\phi} / X''_d$, unde X''_d este numită „reactanța supratranzitorie longitudinală“ (în axa d — directă). Mărimea I' , adică valoarea amplitudinii componente alternative, în absența componente supratranzitorii, poate fi scrisă ca $I' = \sqrt{2} E_{\phi} / X'_d$, unde X'_d se numește „reactanță tranzitorie longitudinală“. E_{ϕ} este valoarea efectivă a tensiunii induse la mersul în gol — corespunzătoare fluxului Φ_0 de excitație. Valoarea finală, de regim permanent, a curentului, $I_s = \sqrt{2} E_{\phi} / X_{ds}$, este dictată de reactanța X_{ds} — egală de fapt cu reactanța sincronă pe

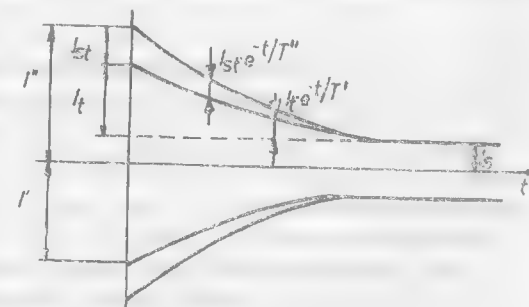


Fig. 7.5.

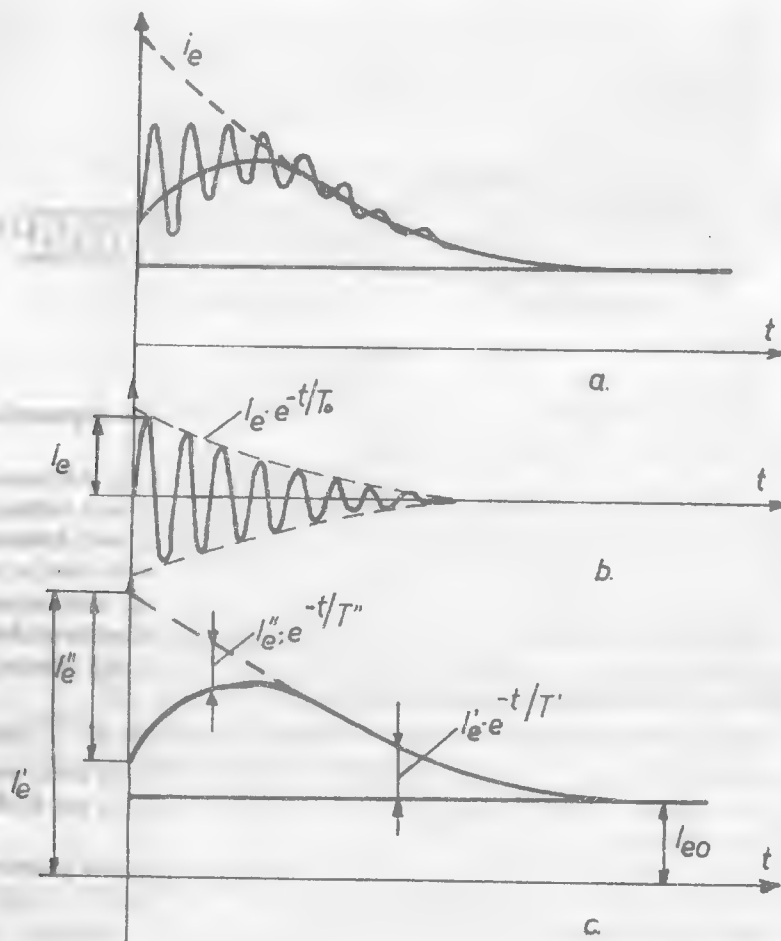


Fig. 7.6.

axa d ; întrucît în regim de scurtcircuit, neglijînd rezistența statorică, mașina lucrează la un factor de putere pur inductiv, cînd solenația înfășurării de excitație este coliniară cu solenația de reacție, dar de sens contrar.

Întrucît rezistența R , de fază, este de obicei mică comparativ cu reactanța, în regim de scurtcircuit defazajul dintre tensiune și curent este de 90° . Din examinarea diagramelor de tensiuni, întrucît în aceste condiții t.m.m. ale înfășurării de excitație și ale reacției indusului acționează pe direcția axei longitudinale, rezultă că în regim de scurtcircuit existența polilor aparenti capătă o importanță secundară.

Curentul de excitație al mașinii poate fi obținut din expresiile (7.45), ecuația a doua și se scrie sub forma:

$$i_e = I_{e0} + I'_e e^{-t/T'} - I''_e e^{-t/T''} + I_e e^{-t/T_0} \sin(\omega t + \theta_0) \quad (7.58)$$

În fig. 7.6.a este prezentată variația în timp a curentului de excitație, i_e , conform expresiei (7.58).

În fig. 7.6.b este prezentată componenta de curent alternativ a curentului de excitație, care, după cum se vede, este amortizată în timp cu constanta T_0 . În fig. 7.6.c sînt prezentate componentele de c.c. ale curentului de excitație. Anume, peste componenta de regim permanent I_{e0} , aceeași cu cea dinaintea scurtcircuitului, se suprapun două exponențiale, descrescătoare, amortizate cu constantele de timp T' respectiv T'' .

Cunoscînd valorile instantanee ale curenților i_D și i_Q , date de ecuațiile (7.45) și (7.46), se poate determina și cuplul instantaneu al mașinii în regim de scurtcircuit, după relația (7.32).

Formele de undă ale curenților în regim tranzitoriu de scurtcircuit se mai pot explica calitativ, dacă ținem seama de fenomenele fizice care se petrec în mașină. Se știe că dacă o tensiune alternativă este aplicată la un circuit R - L (înfășurare), curentul obținut poate conține o componentă tranzitorie de c.c. suprapusă peste unda de c.a. de regim staționar. Amplitudinea componentei de c.c. depinde de valoarea instantanee a tensiunii aplicate, deci de momentul aplicării acesteia. Astfel se explică variația în timp a curentului de fază a mașinii. Dacă se presupune că înfășurarea trifazată este staționară (pe stator), atunci componentele continue ale curenților de fază creează un flux constant în care se rotește înfășurarea inductoare și în care se induc curenții alternativi, adică peste componenta continuă, în înfășurarea de excitație se va suprapune un curent alternativ.

La funcționarea în gol a mașinii, fluxul este produs numai de t.m.m. a înfășurării de excitație, care acționează pe direcția longitudinală, d . Dacă mașina este scurtcircuitată brusc, fluxul total și deci t.e.f. generată în înfășurare se datorește suprapunerii t.m.m. a înfășurării de excitație F_0 cu t.m.m. de reacție a indusului F_a , ambele acționînd pe direcția axei d și fiind în opoziție, deci și tensiunea indusă va fi mai mică. În regim stabilizat cele două t.m.m. devin aproape egale încît curentul prin înfășurări este mic comparativ cu cel din primul moment al scurtcircuitului. Stabilirea fluxului prin înfășurare la o valoare apropiată de cea a fluxului de excitație este întîrziată de prezența înfășurărilor de amortizare și de excitație. Perioada tranzitorie este timpul necesar ca t.m.m. să descrescă de la F_0 la $F_r = F_0 - F_a$ (de regim staționar). Inductanța fazei înfășurării împiedică stabilirea instantanee a F_a la valoarea de regim staționar. De asemenea, întrucît F_a se înlănțuie cu circuitul de excitație închis și cu circuitele închise ale înfășurărilor de amortizare, rezultă că variația lui F_a va produce în aceste circuite, conform legii lui Lenz, tensiuni electrice și deci componente tranzitorii ale curenților care tind să întîrzie stabilirea lui F_a .

Componenta tranzitorie a curentului alternativ de fază și cea tranzitorie a c.c. în înfășurarea de excitație se datoresc efectului circuitului înfășurării de excitație. Componentele supratranzitorii ale curenților de fază și ale curentului continuu de excitație se datoresc circuitelor înfășurărilor de amortizare. Componentele alterna-

tive ale curentului de excitație produc tensiuni și curenți de frecvență dublă în înfășurarea statorică (de fază).

Ecuatiile de funcționare (7.26) și (7.32) permit analiza tuturor regimurilor mașinii sincrone, inclusiv pornirea motorului sincron sau funcționarea la sarcina variabilă. În aceste cazuri mai intervine o ecuație de echilibru a cuplurilor la arborele mașinii, iar soluționarea completă a problemei se realizează mai comod utilizând calculatoarele electronice. Una dintre marile dificultăți constă în determinarea parametrilor mașinii studiate, parametri care se deduc din calculele de proiectare sau din încercări experimentale. În cazurile când sînt prezentate anumite neliniarități, datorate circuitului magnetic, frecărilor, etc., ecuațiile scrise mai sus sînt valabile cu aproximație.

7.2. MAȘINI SINCRONE REACTIVE

Mașinile sincrone reactive sau de reluctanță sînt acele mașini la care una din armături, de obicei rotorul, nu prezintă înfășurare de excitație. După cum s-a văzut în cap.2, cuplul mașinii reactive se datorește neuniformității rotorului sau diferenței dintre reluctanțele mașinii pe cele două axe d și q . Absența înfășurării de excitație conduce la unele avantaje constructive (preț de cost redus) precum și la unele avantaje în exploatare (absența contactelor perii-inele). În regim de motor, aceste mașini dezvoltă puteri de la zeci de watti la zeci de kilowatti la factori de putere, gabarite și randamente apropiate de cele ale mașinilor asincrone. Domeniile de utilizare sînt foarte diverse: la înregistrarea și redarea semnalelor, la instalații de radiolocație, în aparatura medicală, cinematografie, tehnică de calcul, pompe etalon în industria chimică, în industria textilă, ceasornicărie, etc.

Motoarele reactive pot fi monofazate sau trifazate, ultimele au căpătat în ultima vreme o largă răspîndire, fiind comandate și cu comutatoare statice de frecvență.

Din pînt de vedere al construcției, aceste motoare sînt asemănătoare cu cele asincrone, dar rotorul prezintă poli aparenti fără înfășurare de excitație. Statorul se execută de obicei în două variante: cu înfășurare distribuită în creștături sau cu înfășurare concentrată.

7.2.1. MOTOARE SINCRONE REACTIVE MONOFAZATE

7.2.1.1. Principiul conversiei electromecanice a energiei

Schema de principiu a motorului reactiv monofazat bipolar este dată în fig. 7.7.a. Ecuația circuitului statoric se scrie:

$$u = U_m \sin \omega t = Ri + L di/dt, \quad (7.59)$$

unde s-a luat tensiunea aplicată u ca origine de fază.

Inductanța L a statorului depinde de unghiul α pe care îl face axa longitudinală d a rotorului cu linia medie de cîmp magnetic a statorului. Variația acestei inductanțe este prezentată în fig. 7.7.b, iar expresia sa analitică se poate aproxima prin:

$$L = L_0(1 + m \cos 2\alpha), \quad (7.60)$$

unde:

$$\begin{cases} m = (L_{\max} - L_{\min}) / (L_{\max} + L_{\min}) \\ L_0 = (L_{\max} + L_{\min}) / 2 \end{cases} \quad (7.61)$$

m se numește grad de modulație a inductanței.

Se presupune că rezistența R este neglijabilă în raport cu reactanța medie a mașinii, ωL_0 . Ecuația (7.53) devine

$$di = \frac{U_m \sin \omega t}{L_0(1 + m \cos 2\alpha)} dt \quad (7.62)$$

sau:

$$i = \frac{U_m}{L_0} \int \sin \omega t (1 - m \cos 2\alpha) dt, \quad (7.63)$$

unde s-a folosit dezvoltarea: $\frac{1}{1+x} = 1 - x + \dots$, valabilă cu o aproximație acceptabilă pentru x mici, adică

$$x = m \cos 2\alpha \ll 1, \quad (7.64)$$

deci pentru grade de modulație m reduse (sub 0,25).

În felul acesta se obține curentul

$$i = \frac{U_m}{L_0} \left[\int \sin \omega t dt - \frac{m}{2} \int \sin (\omega t + 2\alpha) dt - \frac{m}{2} \int \sin (\omega t - 2\alpha) dt \right] \quad (7.65)$$

Se consideră faptul că unghiul de rotație se exprimă ca

$$\alpha = \Omega t + \alpha_0, \quad (7.66)$$

unde Ω este viteza unghiulară a rotorului, iar α_0 este unghiul inițial de poziție a rotorului (fig. 7.7).

Introducînd expresia (7.66) în (7.65) și efectuînd integralele respective fără precizarea limitelor, anticipînd faptul că se vor considera totuși un număr — tinzînd la infinit de perioade, se obține curentul

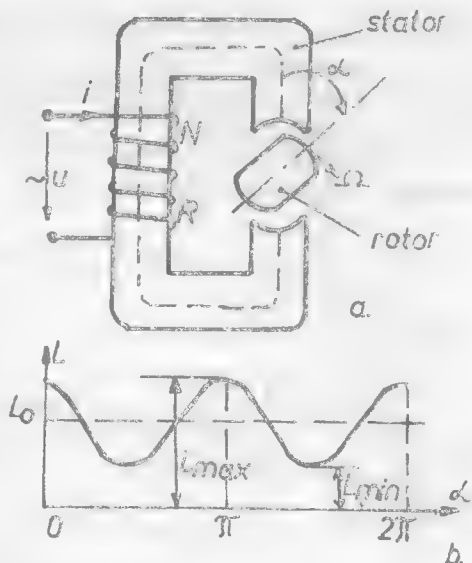


Fig. 7.7.

$$i = -\frac{U_m}{\omega L_0} \cos \omega t + \frac{mU_m}{2(\omega + 2\Omega)L_0} \cos [(\omega + 2\Omega)t + 2\alpha_0] + \frac{mU_m}{2(\omega - 2\Omega)L_0} \cos [(\omega - 2\Omega)t - 2\alpha_0] \quad (7.67)$$

Puterea electrică instantanee schimbată de mașină cu sursa este $p = ui$, iar puterea activă se deduce din

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} p dt, \quad n \in N \rightarrow \infty \quad (7.68)$$

adică:

$$P = \frac{1}{nT} \int_0^{nT} \left\{ -\frac{U_m^2}{2\omega L_0} \sin 2\omega t + \frac{mU_m^2}{4(\omega + 2\Omega)L_0} \sin[(2\omega + 2\Omega)t + 2\alpha_0] - \frac{mU_m^2}{4(\omega - 2\Omega)L_0} \sin(2\Omega t + 2\alpha_0) + \frac{mU_m^2}{4(\omega - 2\Omega)L_0} \sin[(2\omega - 2\Omega)t - 2\alpha_0] + \frac{mU_m^2}{4(\omega - 2\Omega)L_0} \sin(2\Omega t + 2\alpha_0) \right\} dt \quad (7.69)$$

Primul, al treilea și al cincilea termen de sub integrală, fiind armonici, vor da o putere activă nulă, în schimb termenul al doilea sau al patrulea, în anumite condiții, poate deveni nearmonici iar integralele respective nenule.

a) Pentru

$$\Omega = \omega \text{ sau } 2\pi n/60 = 2\pi f; \quad n = 60f \quad (7.70)$$

$$P = \frac{mU_m^2}{4\omega L_0} \sin 2\alpha_0 \quad (7.71)$$

b) Când

$$\Omega = -\omega \text{ sau } n = -60f, \quad (7.72)$$

puterea activă este tot cea dată de (7.71).

Așadar, mașina reactivă monofază schimbă cu sursa putere activă nenulă în condițiile rotorului la sincronism. Această putere activă depinde de unghiul inițial de poziție a rotorului, α_0 , avînd valoarea maximă

$$P_m = \frac{mU_m^2}{4\omega L_0} = \frac{mU^2}{2\omega L_0} \quad (7.73)$$

pentru $\alpha_0 = \pi/4$

Dependența $P = f(\alpha_0)$ se numește caracteristică unghiulară a mașinii reactive. Se mai face urîntoarea remarcă: expresia (7.71) a puterii active arată că mașina

poate funcționa stabil atît în regim de generator — cînd $P < 0$ și $\alpha_0 \in (-\pi/4, 0)$ (porțiunea OB), cît și în regim de motor — cînd $P > 0$ și $\alpha_0 \in (0, \pi/4)$ (porțiunea OA). Mașina poate funcționa în ambele sensuri de rotație cu performanțe identice, singura condiție fiind aceea de rotire a rotorului la sincronism. Revenind la expresia (7.67) a curentului, în condițiile funcționării la sincronism (7.70), se constată că:

$$i = -\frac{U_m}{\omega L_0} \cos \omega t - \frac{mU_m}{2\omega L_0} \cos(\omega t + 2\alpha_0) + \frac{mU_m}{6\omega L_0} \cos(3\omega t + 2\alpha_0) \quad (7.74)$$

Așadar, curentul cuprinde: o componentă defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii (7.59), care transferă numai putere reactivă între rețea și mașină, (acest fapt justificînd denumirea de mașină reactivă), o altă componentă tot de frecvență ω , dar defazată față de tensiune, cu unghiul $2\alpha_0$, dependent de sarcină, prin această componentă realizîndu-se transferul de putere activă între rețea și mașină și, în sfîrșit, o componentă de frecvență triplă, care este de trei ori mai mică decît precedenta și care întreține un regim deformant în sistemul rețea-mașină. Ultima componentă se poate neglija, încît curentul devine:

$$i = -I_{0m} \left[\cos \omega t + \frac{m}{2} \cos(\omega t + 2\alpha_0) \right], \quad \frac{U_m}{\omega L_0} = I_{0m} \quad (7.75)$$

Amplitudinea curentului depinde de sarcină, α_0 , și de gradul de modulație a inductanței. Limitele sînt date de:

$$I_{\min} = I_{0m}(1 - m/2), \quad I_{\max} = I_{0m}(1 + m/2) \quad (7.76)$$

De asemenea:

$$I_{\max} + I_{\min} = 2I_{0m}, \text{ iar } I_{\max} - I_{\min} = mI_{0m} \quad (7.77)$$

I_{0m} este valoarea medie a amplitudinilor curentului i , corespunzătoare cazului cînd mașina are inductanța L_0 .

Expresia puterii (7.71) se scrie, folosind (7.75), (7.77) și (7.61):

$$P = \frac{m}{4} \omega L_0 I_{0m}^2 \sin 2\alpha_0 = \frac{\omega L_{\max} - \omega L_{\min}}{4} \cdot \frac{I_{0m}^2}{2} \sin 2\alpha_0 = \frac{X_d - X_q}{4} I_0^2 \sin 2\alpha_0 \quad (7.78)$$

unde:

$$X_d = \omega L_{\max}; \quad X_q = \omega L_{\min}; \quad I_0 = I_{0m}/\sqrt{2} \quad (7.79)$$

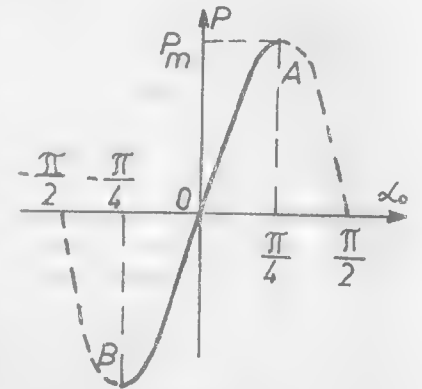


Fig. 7.8.

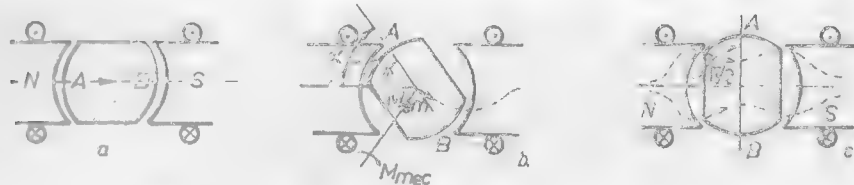


Fig. 7.9.

sînt reactanța longitudinală, reactanța transversală a mașinii, respectiv valoarea efectivă a curentului „mediu” prin înfășurare, în condițiile alimentării la frecvența $f = \omega / 2\pi$.

După cum se vede din relația (7.78), puterea mașinii, deci și cuplul ei, depind de diferența dintre reactanțele mașinii pe cele două axe sau de diferența dintre reluctanțe precum și de pătratul curentului prin înfășurare.

Relațiile analizate mai sus furnizează informații globale asupra mărimii cuplului mașinii, fără să scoată în evidență fenomenele intime ale procesului de conversie electromecanică, care se petrece în sistemul rețea-mașină.

Fie un sistem format dintr-o bobină cu întrefier în care se găsește un rotor feromagnetic anizotrop (fig. 7.9). Natural, rotorul se stabilește în poziția prezentată în fig. 7.9.a. Rotorul este în legătură exterioară cu o sursă de energie mecanică, iar statorul (înfășurarea) este conectată la o sursă de energie electrică. Conform principiului conservării energiei $W_{mec} + W_m = \text{const.}$, unde W_m este energia înmagazinată în câmpul magnetic (intervine și energia electrică Ri^2 , dar care se transformă ireversibil în căldură).

Derivînd expresia de mai sus în raport cu unghiul de rotație α , adică unghiul pe care îl face axa longitudinală AB a rotorului cu direcția câmpului creat de stator, se obține

$$\frac{dW_{mec}}{d\alpha} + \frac{dW_m}{d\alpha} = 0, \text{ sau } M_{mec} + M_e = 0 \quad (7.80)$$

Se știe că derivata energiei în raport cu unghiul este cuplul. Cît timp $M_{mec} = M_e = 0$ relația (7.80) este satisfăcută. M_e este cuplul electromagnetic (instantaneu), iar W_m este energia magnetică dată de

$$W_m = \frac{1}{2} Li^2 \quad (7.81)$$

Dacă $I = \text{ct.}$, rezultă:

$$M_e = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} \text{ dar } L = L_0(1 + m \cos 2\alpha) \quad (7.82)$$

adică:

$$M_e = -mL_0 I^2 \sin 2\alpha = -M_{e \max} \sin 2\alpha \quad (7.83)$$

Așadar, dacă rotorul este rotit din exterior, asupra sa aplicîndu-i-se un cuplu M_{mec} , atunci echilibrul (7.80) se menține datorită apariției cuplului electromagnetic dat de (7.83). Acest cuplu M_e are tendința de readucere a rotorului în poziția inițială. Modificarea poziției rotorului se poate face spre unghiuri α din ce în ce mai mari, prin aplicarea unui cuplu exterior crescător, pînă la valori ale lui α egale cu $\pi/4$. Lucrurile se petrec în același mod dacă cuplul exterior mecanic își modifică sensul, caz în care unghiul α își schimbă sensul, deci și cuplul M_e , dat de (7.83), echilibrul (7.80) menținîndu-se. Pentru unghiuri α cuprinse între $-\pi/4$ și $+\pi/4$, provocate de cupluri mecanice aplicate din exterior, la creșteri ale cuplurilor exterioare apar creșteri ale unghiului α , deci creșteri ale cuplului electromagnetic (7.83), echilibrul lor restabilindu-se în orice moment, se spune că sistemul (mașina) prezintă o funcționare stabilă.

Să presupunem că se aplică din exterior rotorului un cuplu mecanic încît $\alpha = \pi/4$ (fig. 7.9.b). Mărind cuplul exterior, crește α ($\alpha > \pi/4$), dar M_e devine mai mic decît valoarea sa maximă, echilibrul dintre cupluri nu se mai poate menține. Dacă totuși, se aplică un cuplu mecanic în continuare din ce în ce mai mic, egălindu-l în permanență pe M_e , dat de (7.83), se poate ajunge ca, la $\alpha = \pi/2$ (fig. 7.9.c) afit M_{mec} cît și M_e să fie nule, adică exact situația corespunzătoare la $\alpha = 0$. Rezultă că rotorul mașinii poate rămîne în poziția din fig. 7.9.c, cînd cuplul mecanic din exterior este nul, așa cum era și în cazul prezentat în fig. 7.9.a. Acest fapt este valabil numai teoretic, întrucît în practică la apariția unei perturbații exterioare (de natură mecanică, de exemplu), care duce la modificarea lui α , de exemplu la micșorarea lui α sub valoarea $\pi/2$, apare un cuplu M_e care se adună perturbației mecanice, conducînd la o nouă micșorare a lui α , deci o nouă creștere a lui M_e ș.a.m.d., pînă cînd rotorul revine spre poziția din fig. 7.9.a. Întrucît creșterea continuă a lui M_e duce la modificarea lui α , rotorul capătă o viteză $d\alpha/dt$, care devine maximă cînd rotorul ajunge în poziția corespunzătoare fig. 7.9.a. Rotorul posedă o energie cinetică maximă, care conduce la depășirea poziției de echilibru, iar α devine negativ tinzînd spre valoarea $-\pi/2$. Ideal, rotorul va efectua mișcări oscilatorii în jurul poziției stabile $\alpha = 0$, avînd amplitudinea $\pi/2$. În realitate intervin disipațiile mecanice și electrice care conduc la o mișcare oscilatorie amortizată spre poziția finală $\alpha = 0$.

Dacă revenim la poziția corespunzătoare fig. 7.9.c și presupunem că asupra rotorului apare o perturbație mecanică încît α devine mai mare ca $\pi/2$, atunci apare un cuplu M_e pozitiv care se adună cu cuplul perturbator, unghiul α crescînd în continuare pînă la valoarea π . Bineînțeles, rotorul va executa o mișcare oscilatorie, dar zona A se va plasa, în final, în dreptul zonei S a statorului corespunzător unghiului $\alpha = \pi$. Așadar, pozițiile de echilibru stabil al rotorului vor fi date de $\alpha = 0$ sau π , adică dacă axa longitudinală a rotorului este coliniară cu axa câmpului de excitație statorică

Din punct de vedere energetic, se poate vedea imediat că în poziția de echilibru stabil ($\alpha = 0$ sau $\alpha = \pi$)

$$W_m = \frac{1}{2} L_{\max} i^2 = W_{m \max}, \quad (7.84)$$

iar pentru situația $\alpha = \pi/2$ de echilibru labil

$$W_m = \frac{1}{2} L_{\min} i^2 = W_{m \min} \quad (7.85)$$

Cînd legătura mecanică cu exteriorul nu există, sistemul se stabilește la un echilibru corespunzător energiei magnetice maxime înmagazinate $W_{m \max}$, adică la $\alpha = 0$. Dacă sistemul are un aport de energie mecanică (rotorul este rotit cu un unghi α), întrucît suma energiilor trebuie să se mențină aceeași, tot $W_{m \max}$, rezultă că sistemul se stabilește în echilibru stabil, dar la o energie magnetică mai mică, corespunzător unui anumit $\alpha \neq 0$.

Energia mecanică introdusă în sistem va fi integrala cuplului mecanic în raport cu α , iar energia magnetică va fi dată de (7.81), L fiind cel corespunzător unghiului α (rel. 7.82).

Se accentuează faptul că sistemul din fig. 7.9. se găsește în regim stabil la acel unghi α pentru care suma dintre energia mecanică și energia magnetică este egală cu energia magnetică maximă. Întrucît legătura mecanică cu exteriorul se consideră practic de o mai mare variabilitate decît cea electrică, există obișnuința de a se denumi drept situație de echilibru stabil al sistemului, cazul corespunzător legăturii mecanice nule și care implică $\alpha = 0$ sau $\alpha = \pi$, deci cînd energia magnetică înmagazinată este maximă.

Considerațiile de mai sus sînt valabile atît timp cît legătura exterioară mecanică se caracterizează prin cupluri cel mult egale cu valoare maximă a lui M_e .

În cazul cînd cuplul aplicat din exterior asupra rotorului este mai mare decît $M_{e \max}$ și se exercită timp îndelungat în sens orar, de exemplu, pe fig. 7.9., rotorul se va găsi într-o mișcare (de rotație) impusă de cuplul exterior. În acest proces de rotire continuă a rotorului cuplul electromagnetic are valori cuprinse între $M_{e \max}$ și $-M_{e \max}$, iar pentru un număr întreg de rotații energia magnetică trece consecutiv prin valorile maximă și minimă, revenind la valoarea inițială. În tot acest timp energia magnetică prezintă modificări ale valorii sale, o parte din această energie regăsindu-se ca energie mecanică, dar pe ansamblu sistemul nu prezintă un aport de energie spre sau dinspre exterior. Rotorul poate fi rotit din exterior cu o anumită viteză, constantă de exemplu, fără ca mașina să realizeze conversie electromecanică. Sistemul din fig. 7.9. se comportă analog cu cel în care rotorul ar fi neted și ar fi rotit din exterior într-un cîmp magnetic constant. Așadar, în cazul excitării cu curent continuu sistemul din fig. 7.9. nu constituie o mașină electrică, comportîndu-se ca unul cu rotor neted, cu deosebirea că poziția de echilibru stabil este determinată de mărimea și sensul cuplului exterior mecanic; iar cînd cuplul mecanic este nul, rotorul se orientează cu axa d coliniară cu cîmpul statoric.

În cazul cînd statorul este excitat în curent alternativ,

$$i = I_{0m} \cos \omega t; \quad (7.86)$$

dacă rotorul este neted, situația rămîne neschimbată față de cazul alimentării cu curent constant, mașina nu realizează conversie electromecanică. Dacă rotorul este cu poli aparenti și este rotit cu o viteză oarecare (diferită de cea de sincronism), atunci pentru un număr foarte mare de rotații se obține o succesiune de situații în care cuplul electromagnetic este de un sens urmate de situații în care același cuplu este de sens contrar, încît pe ansamblu aportul de energie este nul. Mașina nu realizează conversie electromecanică la o viteză oarecare.

Să presupunem cazul cînd rotorul se rotește la sincronism, iar în momentul inițial, pentru $\alpha_0 = 0$, curentul statoric trece prin maxim (fig. 7.10 a și b), de asemenea și inductanța.

Cuplul electromagnetic instantaneu dat de (7.82) este produsul dintre i^2 și variația inductanței $\frac{dL}{d\alpha}$ (panta tangentei dusă la curba $L(\alpha)$).

În fig. 7.10.b s-a prezentat și variația $i^2 = f(\alpha)$.

Pentru $\alpha \in (0, \pi/2)$, $dL/d\alpha < 0$, deci cuplul M_e este negativ (i^2 este tot timpul pozitiv), mașina primește putere (energie) pe la rotor, din exterior și trimite putere activă, electrică, spre rețea, prin stator. Pentru $\alpha \in (\pi/2, \pi)$, $dL/d\alpha > 0$, M_e este pozitiv, mașina absoarbe putere electrică de la rețea prin stator și o furnizează rotorului sub formă mecanică. Avînd în vedere simetria curbelor L și i^2 față de $\alpha = \pi/2$, este evident că exact aceeași energie electrică cedată rețelei în primul interval (sfert) de rotație este absorbit de stator în cel de al doilea interval. Similar și cu energia mecanică de la rotor, în primul sfert este absorbită din exterior, iar în al doilea sfert este cedată spre exterior. Teoretic, din punct de vedere energetic, fenomenele sînt aceleași ca atunci cînd rotorul ar avea o mișcare de oscilație în jurul poziției $\alpha = 0$, de amplitudine $\alpha = \pi/2$. Avînd în vedere inerția rotorului, aflat la viteza de sincronism, ajungerea sa în poziția de echilibru labil $\alpha = \pi/2$ conduce la o trecere spre $\alpha > \pi/2$ și deci orientarea rotorului spre poziția stabilă $\alpha = \pi$, încît se întreține, în continuare, rotirea rotorului cu o viteză medie egală cu viteza de sincronism.

În cazul cînd la $t = 0$ inductanța trece prin valoarea sa medie în scădere, ceea ce este echivalent cu $\alpha_0 = \pi/4$, fig. 9.10.c, pentru $\alpha \in (0, \pi/4)$ cuplul M_e este negativ ($dL/d\alpha < 0$), apoi pe intervalul $\alpha \in (\pi/4, 3\pi/4)$ cuplul M_e este pozitiv ($dL/d\alpha > 0$) determinat de i^2 , avînd valori sub axa medie, iar pe intervalul $\alpha \in (3\pi/4, 5\pi/4)$, M_e este negativ ($dL/d\alpha < 0$), însă determinat de i^2 avînd valori deasupra axei medii, după care lucrurile se repetă. Rezultă că la o rotație completă energia (puterea electrică) determinată de valorile diferite ale cuplului M_e pe intervale este negativă; adică mașina furnizează rețelei putere activă, absorbită sub formă mecanică din exterior prin rotor. Mașina lucrează ca generator electric. Fenomenele se petrec similar, dacă α_0 ia valori între 0 și $\pi/4$ numai că puterea activă furnizată rețelei este mai mică decît în cazul $\alpha_0 = \pi/4$, cînd este maximă.

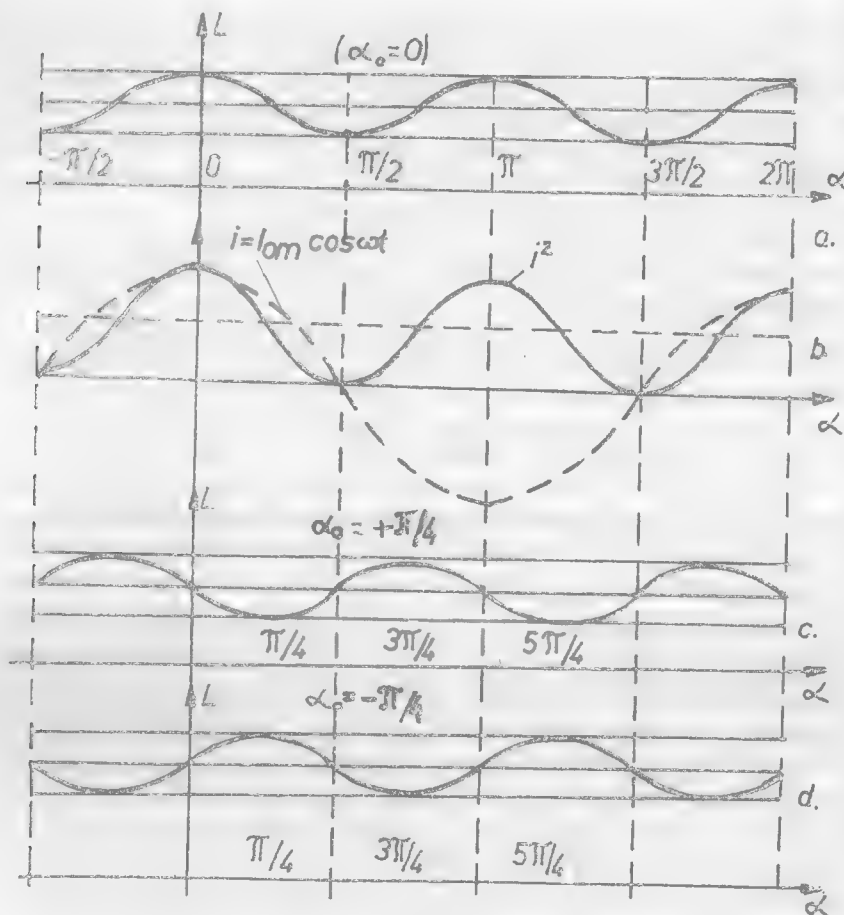


Fig. 7.10.

În cazul când la momentul $t = 0$, inductanța trece prin valoarea sa medie, dar în creștere, ceea ce este echivalent cu $\alpha_0 = -\pi/4$, fig. 7.10.d, se constată că: pe intervalul $\alpha \in (\pi/4, 3\pi/4)$, $dL/d\alpha < 0$, cuplul M_e este negativ, determinat de valori ale lui i^2 situate sub linia medie, iar pe intervalul $\alpha \in (3\pi/4, 5\pi/4)$, $dL/d\alpha > 0$, cuplul M_e este pozitiv, dar determinat de valori ale lui i^2 situate peste linia medie, după care lucrurile se repetă. La o rotație completă, valorile diferite ale cuplurilor pe intervale, determină pe ansamblu o putere electrică pozitivă; mașina funcționează ca motor, furnizând prin rotor putere mecanică unei mașini de lucru. Pentru unghiuri $\alpha_0 \in (-\pi/4, 0)$ mașina este motor, dar furnizează mașinii de lucru puteri mecanice determinate de valoarea lui α_0 , oricum mai mici decât cea maximă. Unghiul α_0 este impus de sarcina cuplată pe arbore.

Cuplul mediu al mașinii se calculează integrând valoarea sa instantanee (7.83) pe timpul unei rotații complete, adică:

$$M_{e \text{ med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} M_e d\alpha = -\frac{mL_0 I_m^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2 \alpha \cdot \sin 2(\alpha + \alpha_0) d\alpha = \quad (7.87)$$

$$= -\frac{mL_0 I_m^2}{4} \sin 2\alpha_0,$$

unde s-au folosit relațiile (7.83), (7.86) și (7.66).

Relația cuplului mediu (7.87) este apropiată de (7.78) cu singura deosebire că apare semnul minus în față.

Apariția acestei diferențe de semn se justifică prin modul diferit de abordare a problemei, anume: relațiile (7.59) — (7.78) sînt valabile pentru cazul când mașina este alimentată la tensiune impusă (practic pentru mașini de mare putere la care rezistența statorului este neglijabilă) și la care modificarea unghiului intern α_0 conduce la apariția în expresia curentului a unei componente dependente de α_0 (rel. 7.74) pe baza căreia are loc transferul de putere activă rețea-mașină; relațiile (7.82) — (7.87) sînt valabile pentru cazul când mașina este alimentată la curent impus (practic, la mașinile de mică putere când rezistența nu este neglijată, ci dimpotrivă) și la care modificarea unghiului intern conduce la apariția în expresia tensiunii aplicate a unei componente defazată în sens contrar față de defazajul curentului întâlnit în cazul precedent (problemă care n-a mai fost considerată în detaliu în raționamentele de mai sus), această componentă fiind, de asemenea, dependentă de α_0 .

Cazul alimentării la curent impus este mai frecvent întâlnit, mai ales la motoarele alimentate de la convertizoarele statice de curent, în domeniul de puteri mici și medii.

Din expresia (7.87) se trag concluziile:

— mașinile sincrone reactive monofazate dezvoltă un cuplu electromagnetic nenul la viteza de sincronism, putînd funcționa ca motor sau generator, regimul fiind dictat de cuplul mecanic al rotorului: rezistent sau activ;

— valoarea cuplului maxim se obține pentru un unghi de sarcină $\alpha_0 = \pi/4$ și depinde de gradul de modulație în precum și de pătratul curentului statoric;

— pentru cupluri mecanice apropiate de zero, deci $\alpha_0 \approx 0$, rotorul se orientează cu axa d pe direcția axei statorice în momentele, când curentul statoric trece prin valorile sale maxime, indiferent de sens.

7.2.1.2. Variante constructive de motoare monofazate reactive

Primul tip de motor reactiv utilizat în practică, denumit „roata lui La Cour“, este prezentat în fig. 7.11.a.

Pentru o frecvență de alimentare de 50 Hz viteza de sincronism este de 1000 rot/min. Explicația este următoarea: în momentul când curentul trece prin valoarea maximă, rotorul ocupă poziția din figură; următoarea trecere a curentului prin valoarea maximă (dar negativă) trebuie să găsească rotorul rotit cu unghiul $\pi/3$; adică viteza de rotație este mai mică de trei ori față de cazul când rotorul ar fi fost bipolar, când în același interval de variație a curentului rotorul trebuia să se rotească cu unghiul π . Mașina se comportă ca una cu 3 perechi de poli, la care viteza de sincronism este $n = 60 f/p$, unde $p = 3$.

În fig. 7.11.b este prezentat un motor sincron de viteză mică. Statorul, care prezintă o zonă crestată, posedă o înfășurare monofazăată; rotorul sub forma unei coroane exterioare are crestături avînd același pas ca la stator. Dacă curentul statoric trece prin maxim în situația prezentată pe desen (cînd dinții statorici și rotorici sînt față în față), următoarea trecere prin maxim a curentului, dar negativă (peste timpul $T/2$), trebuie să găsească rotorul rotit cu un dinte, adică cu un unghi $\alpha = 2\pi/Z$, unde Z este numărul de dinți (par) ai rotorului. Viteza rotorului se obține:

$$\Omega = \frac{\alpha}{(T/2)} = \frac{2\pi}{Z(\pi/\omega)} = \frac{\omega}{(Z/2)} = \frac{\omega}{Z_p}, \quad (7.88)$$

adică este invers proporțională cu numărul de perechi de dinți (poli aparenti) ai rotorului, Z_p .

În fig. 7.11.c este prezentată o variantă de motor „unipolar“, care permite o funcționare la viteza de 6000 rot/min, cînd este alimentat de la o sursă de frecvență 50 Hz. Rotorul, sub forma unui disc, prezintă o porțiune, feromagnetică (aproximativ jumătate), iar restul este confecționat din material neferomagnetic.[36]

Curentul este maxim pentru situația din figură; următoarea trece prin maxim a curentului (peste timpul $T/2$) trebuie să găsească rotorul rotit cu unghiul $\alpha = 2\pi$, deci viteza sa este:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T/2} = \frac{4\pi}{T} = 2 \frac{2\pi}{T} = 2 \cdot 2\pi f = 2\omega \quad (7.89)$$

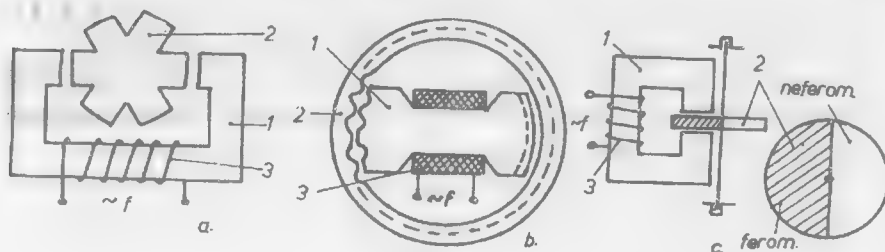


Fig. 7.11.

1 — stator, 2 — rotor, 3 — înfășurare concentrată de c.c.

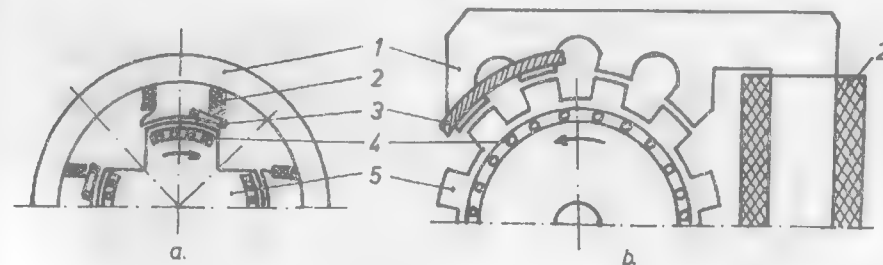


Fig. 7.12.

1 — jug statoric, 2 — înfășurare monofazăată statorică, 3 — spiră în scurtcircuit, 4 — bare rotorice, 5 — pol rotoric

$$\text{sau } n = \frac{\Omega}{2\pi} 60 = \frac{4\pi f}{2\pi} 60 = 120 f; n = 6000 \text{ rot/min la } f = 50 \text{ Hz.}$$

Mașina se comportă ca și cum ar avea un singur pol.[36]

Motoarele prezentate mai sus funcționează numai dacă sînt aduse la viteza de sincronism. Acest lucru se realizează dacă sînt lansate într-un anumit sens, aplicîndu-se inițial un cuplu mecanic exterior; procedeul devenind, de cele mai multe ori, dificil în practică.

În scopul înlăturării acestui neajuns s-au căutat soluții de pornire pe cale electrică a motoarelor reactive monofazate.[37]

În fig. 7.12.a se prezintă un detaliu dintr-un motor monofazat tetrapolar, care prezintă pentru pornire o spiră în scurtcircuit pe stator și o înfășurare în colivie (bare scurtcircuitate la capete) pe polii rotorici.

Dacă se aplică o tensiune alternativă înfășurării monofazate, motorul pornește ca unul asincron cu spiră în scurtcircuit, după care intră în sincronism. Sensul este dat de locul plasării spirei în scurtcircuit.

În fig. 7.12.b se prezintă un motor monofazat „autosincron“. Statorul, cu o înfășurare monofazăată concentrată, este crestă; pe fiecare pol fiind 4 dinți proeminenți, 2 dintre ei fiind înconjurați de o spiră în scurtcircuit. Rotorul prezintă 12 poli aparenti, avînd același pas cu dinții statorului. Tot pe rotor se găsesc bare scurtcircuitate de 2 inele frontale (colivie). În momentul alimentării înfășurării 2, apare cuplul asincron datorat spirei în scurtcircuit statoric și coliviei rotorice, motorul funcționînd ca unul monofazat cu spiră în scurtcircuit, avînd tendința de rotire a rotorului spre viteza de sincronism corespunzătoare mașinii bipolare (3000 rot/min la o frecvență de 50 Hz). La trecerea prin valoarea de 500 rot/min (corespunzător numărului de 6 perechi de poli) rotorul intră în sincronism.

Prezența spirei în scurtcircuit la aceste motoare mărește costul și constituie o sursă de pierderi importante de putere, micșorînd randamentul.

Observații

Motoarele sincrone reactive pot funcționa și la viteza egală cu multipli ai vitezei sincrone. Justificarea teoretică a acestui fenomen se bazează pe faptul că în spectrul curentului apar componente de frecvențe ridicate, multipli ai frecvenței de

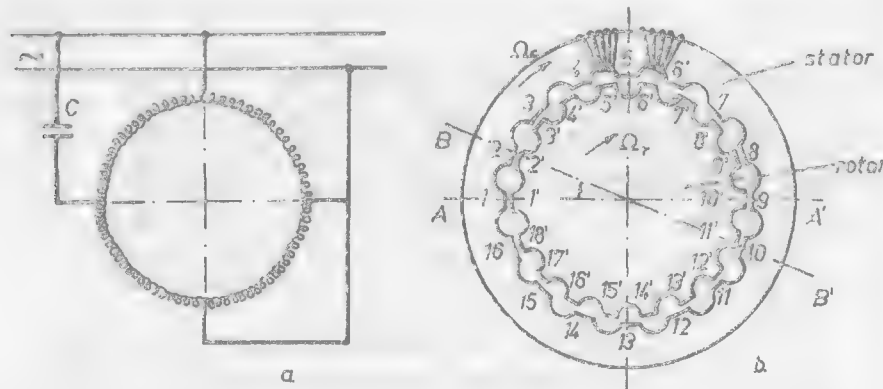


Fig. 7.13.

alimentare, care pot duce la condiții de conversie electromecanică la viteze egale cu multipli ai vitezei sincrone. În cazul când mașina este alimentată cu un curent care cuprinde și o componentă continuă, sînt îndeplinite condițiile de conversie electromecanică și la o viteză egală cu jumătate din viteza de sincronism (semisincronă) (38). De asemenea, motoarele monofazate pot funcționa și la viteze diferite de cea sincronă și reglabile, dacă se înseriază cu mașina un condensator. În anumite condiții motorul reactiv monofazat poate porni fără înfășurare rotorică în scurtcircuit.[39]

Motorul sincron reactiv „autoreductor” reprezintă o variantă de motor care permite obținerea unor viteze reduse, fără utilizarea unui reductor mecanic. Statorul, din tole, prezintă pe periferia interioară, fig. 7.13.b, creștături deschise și o înfășurare în inel, conectată la rețea după schema din fig. 7.13.a, astfel încît se obține un cîmp magnetic învîrtitor bifazat. Rotorul, de asemenea din tole, are un număr de creștături deschise la periferia dinspre stator, numărul lor fiind diferit de cel al statorului, $Z_R \neq Z_S$. De obicei diferența acestor numere este 2.

În cazul de față $Z_S = 16$, $Z_R = 18$.

Să presupunem că în momentul $t = 0$, cîmpul magnetic creat de înfășurarea statorică este maxim în axa orizontală AA' ; rotorul se orientează în așa fel încît pe această direcție să fie un traseu de reluctanță minimă, adică dinții $1'$ și $10'$ se vor găsi în dreptul dinților 1, respectiv 9, ai statorului. Dacă cîmpul statoric se rotește cu viteza $\Omega_c = 2\pi f$, atunci el va ajunge maxim pe direcția BB' , după un timp:

$$t = \frac{\alpha_s}{\Omega_c} = \frac{2\pi/Z_S}{\Omega_c} \quad (7.90)$$

Pe direcția BB' se obține un traseu de reluctanță minimă, dacă rotorul s-a rotit cu un unghi egal cu diferența unghiulară dată de diferența pașilor, adică dacă $2 - 2'$ și $10 - 11'$ ajung față în față. Deci:

$$\Delta\alpha = \frac{2\pi}{Z_S} - \frac{2\pi}{Z_R} \quad (7.91)$$

Viteza de rotire a rotorului rezultă din (7.90) și (7.91), anume

$$\Omega_r = \frac{\Delta\alpha}{t} = Z_S \Omega_c \left(\frac{Z_R - Z_S}{Z_R Z_S} \right) = \Omega_c \cdot \frac{Z_R - Z_S}{Z_R} = \frac{2\pi f (Z_R - Z_S)}{Z_R} \quad (7.92)$$

De exemplu, pentru $Z_R = 500$ și $Z_S = 498$, la $f = 50$ Hz, rezultă

$$n = \frac{\Omega_r}{2\pi} = 50 \frac{500 - 498}{500} = \frac{1}{5} [\text{rot/s}] = 12 [\text{rot/min}]$$

În cazul când se dispune de o rețea trifazată, alimentarea înfășurării statorului se realizează la trei puncte plasate la unghiuri de $2\pi/3$ rad. între ele (de la fiecare dintre fazele rețelei) încît statorul va crea cîmp magnetic învîrtitor.

În vederea obținerii unor viteze mai mici se realizează rotorul tot sub forma unui inel și cu creștături interioare, iar în interiorul său un al doilea rotor cu creștături la periferia exterioară.

Se realizează astfel o reducere a vitezei în două trepte.

Există unele construcții speciale care utilizează și magneți permanenți în vederea creșterii cuplului.

7.2.2. MOTOARE SINCRONE REACTIVE TRIFAZATE

După cum se știe, motorul sincron poate funcționa chiar și în condițiile când curentul de excitație este nul, dacă rotorul prezintă poli aparenti. Performanțele acestui motor depind de diferența dintre reactanțele pe cele două axe ale mașinii. Studiul acestei mașini se poate face pornind de la ecuațiile și diagramele mașinii sincrone cu poli aparenti, particularizate pentru $I_e = 0$, deci $E_f = 0$.

Ecuația unei faze statorice devine în acest caz

$$\underline{U} = jX_{ad}I_{ad} + jX_{aq}I_{aq} + jX_a I_a + R I_a, \quad (7.93)$$

iar diagrama în complex este prezentată în fig. 7.14.

Proiectînd mărimile pe cele două axe: q , respectiv d , obținem:

$$\begin{cases} U \cos \theta = X_{ad}I_{ad} + X_a I_a \sin \Psi + R I_a \cos \Psi \\ U \sin (-\theta) = X_{aq}I_{aq} + X_a I_a \cos \Psi - R I_a \sin \Psi \end{cases} \quad (7.94)$$

Totodată

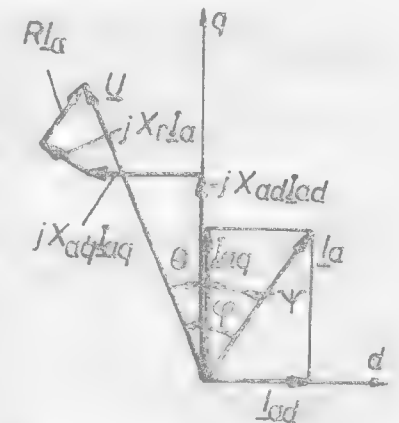


Fig. 7.14.

$$\begin{cases} I_a \sin \Psi = I_{ad}, & I_a \cos \Psi = I_{aq} \\ X_{ad} + X_\sigma = X_d, & X_{aq} + X_\sigma = X_q \end{cases} \quad (7.95)$$

încît, relațiile (7.94) devin:

$$\begin{cases} U \cos \theta = X_d I_{ad} + R I_{aq} \\ U \sin (-\theta) = -R I_{ad} + X_q I_{aq} \end{cases} \quad (7.96)$$

Puterea electromagnetică a mașinii se scrie ca diferență între puterea absorbită de la rețea și pierderile prin efect Joule-Lenz, adică pentru o fază se obține

$$\begin{aligned} P_1 &= U I_a \cos \varphi - R I_a^2 = U I_a \cos (\Psi - \theta) - R I_a^2 = \\ &= U I_a \cos \Psi \cos \theta - U I_a \sin \Psi \sin (-\theta) - R I_a^2 = \\ &= U \cos \theta I_{aq} - U \sin (-\theta) I_{ad} - R (I_{aq}^2 + I_{ad}^2) \end{aligned} \quad (7.97)$$

Folosind relațiile (7.96), se obțin componentele curentului, adică:

$$I_{ad} = U \frac{X_q \cos \theta - R \sin (-\theta)}{X_d X_q + R^2}, \quad I_{aq} = U \frac{X_d \sin (-\theta) + R \cos \theta}{X_d X_q + R^2} \quad (7.98)$$

Introducînd (7.96) în (7.97), se ajunge la:

$$P_1 = (X_d - X_q) I_{ad} I_{aq} \quad (7.99)$$

Puterea mașinii trifazate este triplul puterii P_1 , în care se înlocuiesc I_{ad} și I_{aq} cu expresiile (7.98), adică

$$P = \frac{3}{2} U^2 \frac{X_d - X_q}{(X_d X_q + R^2)^2} \left[(X_d X_q - R^2) \sin (-2\theta) - 2R(X_d + X_q) \sin^2 \theta + 2R X_q \right] \quad (7.100)$$

Expresia cuplului este: $M = P/\omega$, deducîndu-se din (7.100).

Se introduc mărimile relative:

$$m = \frac{M}{M_{\max}} = \frac{M\omega}{3U^2/2} X_d, \quad a = \frac{X_q}{X_d}, \quad b = \frac{R}{X_d} \quad (7.101)$$

și se obține cuplul relativ

$$m = \frac{1-a}{(a+b^2)^2} \left[(a-b^2) \sin (-2\theta) - 2b(1+a) \sin^2 \theta + 2ab \right] \quad (7.102)$$

În cazul particular $R = 0$ ($b = 0$) se obține

$$m = \frac{1-a}{a} \sin (-2\theta) = \frac{X_d - X_q}{X_q} \sin (-2\theta), \quad (7.103)$$

variația $m = f(\theta)$ fiind dată în fig. 7.15.a, pentru $a = 0,5$.

În cazul general, $R \neq 0$, valabil pentru motoarele trifazate reactive de mică putere (cele mai frecvente în practică), dependența (7.102) este mai complicată, iar

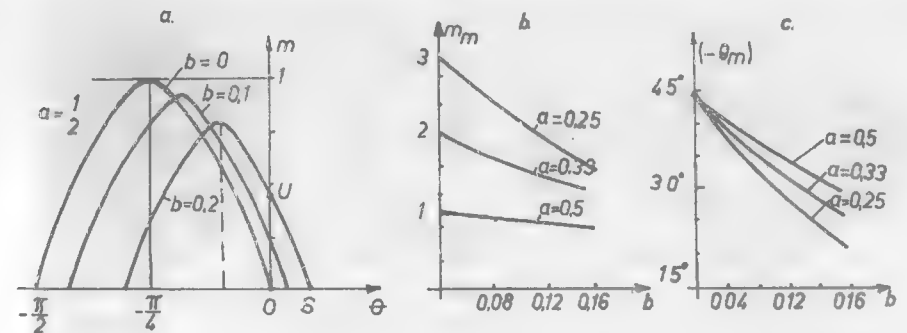


Fig. 7.15.

valoarea maximă a cuplului nu mai corespunde la $\theta = -\pi/4$, conform relației (7.103), ci la o valoare dedusă din condiția:

$$\frac{dm}{d\theta} = 0, \quad -2(a-b^2) \cos 2\theta + 2b(1+a) \sin (-2\theta) = 0 \quad (7.104)$$

$$\operatorname{tg}(-2\theta_m) = \frac{a-b^2}{b(1+a)},$$

iar valoarea maximă a cuplului este

$$m_m = \frac{1-a}{(a+b^2)^2} \left[\sqrt{(1+b^2)(a^2+b^2)} - b(1-a) \right] \quad (7.105)$$

Intersecțiile curbelor $m = f(\theta)$ cu axele sînt punctele date de

$$(S) \quad m = 0, \quad \operatorname{tg}(\theta) = b \quad (7.106)$$

$$(U) \quad \theta = 0, \quad m = 2ab(1-a)/(a+b^2)^2 \quad (7.107)$$

Din relațiile (7.104), (7.105), (7.106) și (7.107) se deduc dependențele $m = f(\theta)$ pentru $a = 0,5$ și b variabil (fig. 7.15.a).

O dată cu creșterea lui b unghiul $(-\theta_m)$ se apropie de zero, în același timp cuplul maxim corespunzător se micșorează. Ordonata la origine (a punctului U) crește, pentru valori crescătoare ale lui b (pînă la valoarea $\sqrt{a/3}$ — domeniul practic). Se poate aprecia că performanțele mașinii scad cu creșterea rezistenței statice.

În fig. 7.15.b se reprezintă dependența cuplului maxim relativ dat de relația (7.105) funcție de b pentru diverse valori ale lui a . Cuplul maxim este cu atît mai mare cu cît a este mai mic, deci cu cît diferența dintre X_d și X_q este mai pronunțată.

În fig. 7.15.c se reprezintă dependența unghiului $(-\theta_m)$ în funcție de b pentru valori constante ale lui a (rel. 7.104).

Întrucît pentru caracterizarea comportării motorului sincron reactiv interesează și factorul de putere, se va deduce valoarea sa pentru cazul particular al neglijării rezistenței R , deci $b = 0$.

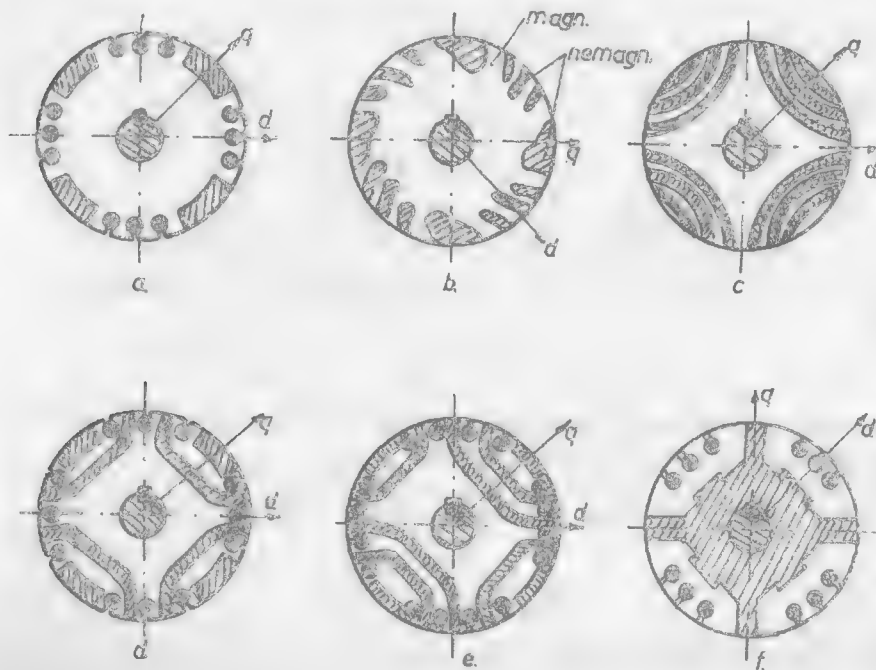


Fig. 7.16.

Din relațiile (7.96) se obțin curenții

$$I_{ad} = U \cos \theta / X_d, \quad I_{aq} = U \sin (-\theta) / X_q, \quad (7.108)$$

iar factorul de putere se definește ca raport între puterea activă, egală în acest caz cu P_1 , rel. (7.99) și puterea aparentă pe fază, $S_1 = UI_a$. Se poate scrie

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{(X_d - X_q)I_{ad}I_{aq}}{U\sqrt{I_{ad}^2 + I_{aq}^2}} = \frac{\sin(-2\theta)(1-a)}{2\sqrt{(1-a^2)\sin^2\theta + a^2}}, \quad (7.109)$$

unde s-au introdus relațiile (7.108) și (7.101).

Valoarea maximă a factorului de putere se obține pentru unghiul θ_c dat de relațiile:

$$\cos 2\theta_c = \frac{1-a}{1+a}, \quad \sin^2 \theta_c = \frac{a}{1+a}, \quad \sin(-2\theta_c) = \frac{2 \cdot \sqrt{a}}{1+a}, \quad (7.110)$$

care, introduse în (7.109), conduc la

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1-a}{1+a} \quad (7.111)$$

Rezultă că mașina posedă un factor de putere maxim cât mai bun pentru valori ale lui a cât mai mici. De exemplu: pentru $a = 0,5$ rezultă $(\cos \varphi)_{\max} = 0,33$, iar pentru $a = 0,2$; $(\cos \varphi)_{\max} = 0,67$

Din analiza efectuată mai sus rezultă faptul că îmbunătățirea performanțelor motorului reactiv trifazat se realizează prin măsuri constructive cu scopul obținerii unui a cât mai mic.

În fig. 7.16 sînt prezentate o serie de variante constructive adoptate pentru rotoare de motoare reactive trifazate.[39]

În fig. 7.16.a este prezentat un rotor cu poli aparenti obișnuiți și cu bare în scurtcircuit pentru pornire (sincronizare). În fig. 7.16.b este dată o variantă de motor cu creștături înclinate, prezentînd performanțe mai bune pentru un sens de rotație. Rotorul se realizează din tole obișnuite stanțate corespunzător, împachetate pe ax, după care se toarnă materialul nemagnetic (aliaje de cupru sau aluminiu). În fig. 7.16.c este prezentat un rotor anizotrop realizat prin altă tehnologie decît cea obișnuită (rotor secționat). În fig. 7.16.d și e sînt prezentate variante de rotoare cu bariere nemagnetice (sau cu canale interne de sincronizare). În fig. 7.16.f se prezintă un rotor segmentat, segmentele feromagnetice fiind consolidate de materialul neferomagnetic interior.

Pornirea motoarelor sincrone reactive trifazate se realizează în asincron. Stabilitatea în funcționare este asigurată de barele amortizoare aflate în poli aparenti. Reglajul vitezei motoarelor sincrone reactive se face prin modificarea frecvenței de alimentare, de obicei la raport $U/f = \text{constant}$ sau la curent constant.

Pentru îmbunătățirea performanțelor energetice ale acestor motoare se adoptă construcții hibride, în rotor introducîndu-se și magneti permanenți (de obicei ferite).

7.3. MAȘINI SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

În ultima vreme, o dată cu dezvoltarea producției de magneti permanenți cu performanțe îmbunătățite, s-a trecut pe scară largă la folosirea lor în excitarea mașinilor sincrone. Această soluție conduce la o serie de avantaje importante cum ar fi: construcție simplă — fără contacte alunecătoare și înfășurare de excitație, fiabilitate sporită, dimensiuni și greutate specifice reduse, randament mai bun, etc. În anumite condiții motoarele cu magneti permanenți pot funcționa la $\cos \varphi = 1$ sau chiar capacitiv, ceea ce constituie un avantaj important în comparație cu cele reactive sau asincrone. Motoarele cu magneti permanenți se utilizează în acționări de viteză reglabilă, fiind alimentate prin convertizoare de frecvență, în industria chimică sau textilă, în medicină, cinematografie, sisteme automate, etc.

7.3.1. CONSTRUCȚIA MAȘINILOR SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

Statorul mașinilor sincrone cu m.p. este similar cu al mașinilor asincrone, prezentînd o înfășurare mono-, bi- sau trifazată. Această înfășurare este introdusă

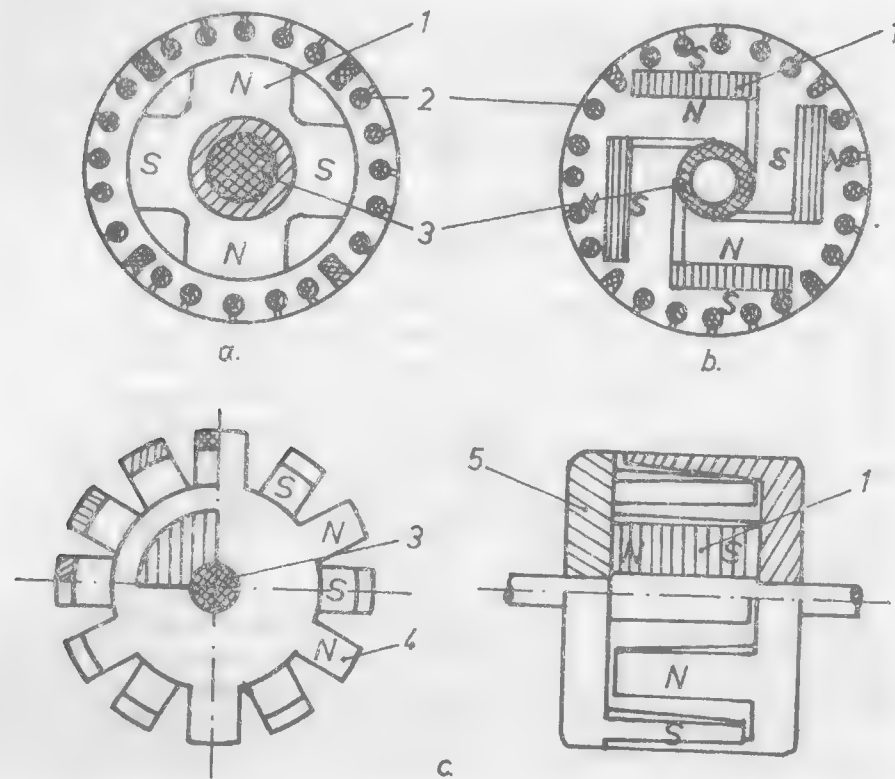


Fig. 7.17.

1 — magnet permanent, 2 — bare rotorice, 3 — butuc neferomagnetic, 4 — gheară masivă, 5 — șaibă feromagnetică masivă

în creștături sau poate fi concentrată în jurul unor poli aparenti, mai ales la generatoare sincrone.

Rotorul prezintă o mare diversitate constructivă din care se pot distinge variantele: în construcție normală (cu poli aparenti și colivie de pornire) (fig. 7.17.a,b), cu poli gheară (fig. 7.17.c). [12], [40], [42].

În fig. 7.17.a, roata polară-magnet permanent plasată pe un butuc neferomagnetic poartă la exterior o coroană lamelară, în care sînt turnate barele, din Al, Cu sau aliaje, scurtcircuitate.

În fig. 7.17.b este prezentat un rotor din tole, în care sînt stanțate locașurile unde se introduc pastilele din magneti permanenți precum și barierele de flux și creștăturile barelor înfășurării în colivie. Magnetii sînt protejați astfel de cîmpurile puternice de reacție create de stator. În fig. 7.17.c, magnetul permanent are o formă de coroană cilindrică, magnetizată axial. Cele două șaibe feromagnetice masive pre-

zintă gheare care constituie polii mașinii. Cîmpul magnetic iese dintr-o gheară N, traversează întrefierul, o porțiune a statorului, alt întrefier și se închide prin gheara vecină S. Prezența magnetului axial exclude posibilitatea demagnetizării sale datorită cîmpurilor de reacție ale statorului. Ghearele masive permit pornirea acestor motoare datorită curenților turbionari induși, întocmai ca la motoarele asincrone cu rotor masiv.

Construcția în formă de gheare este adoptată și la unele alternatoarele de autovehicule, cu diferența că în locul magnetului permanent se folosește o înfășurare concentrată, cu spire realizate concentric cu butucul, înfășurarea respectivă fiind alimentată prin 2 inele -perii de la un acumulator. Curentul de excitație este reglat, menținut între anumite limite, funcție de turație și de sarcină, de către un regulator automat.

7.3.2. ECUAȚIILE ȘI CARACTERISTICILE MAȘINILOR SINCRONE CU MAGNEȚI PERMANENȚI

Ecuatiile mașinilor sincrone cu m.p. se deduc din rel. 7.26 cu diferența că magnetul permanent se înlocuiește cu o înfășurare cu rezistență nulă, $R_e = 0$, parcursă de un curent continuu echivalent, constant I_e , fluxul corespunzător acestui magnet permanent produce prin rotație numai o tensiune indusă notată cu E_{f0} , adică $E_{f0} = -\omega M_e I_e / \sqrt{3}$ este valoarea efectivă pe fază a acestei tensiuni (rel. 7.12). În regim staționar de funcționare la sincronism ($s = 0$) ecuațiile (7.26), particularizate pentru mașina cu magneți permanenți, devin

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ u_q \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_Q & 0 & 0 \\ -M_e \omega & -M_D \omega & 0 & R & -L_d \omega \\ 0 & 0 & M_Q \omega & L_q \omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ 0 \\ 0 \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (7.112)$$

Introducînd notațiile, conform §7.1.2.1, se deduc ecuațiile mărimilor de fază:

$$\begin{cases} U \cos \theta_0 = E_{f0} + R I \cos (\theta_0 + \varphi) + X_d I \sin (\theta_0 + \varphi) \\ U \sin \theta_0 = -X_q I \cos (\theta_0 + \varphi) + R I \sin (\theta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (7.113)$$

Pentru unghiuri $\theta_0 > 0$ și $\varphi \approx \pi$, cînd mașina este în regim de generator, se poate obține cuplul care va rezulta negativ, după rel. (7.33).

Cuplul mediu, pentru o fază a mașinii, va fi:

$$M_1 = \frac{E_{f0}}{\omega} I_{aq} - \frac{X_d - X_q}{\omega} I_{ad} I_{aq} \quad (7.114)$$

unde:

$$I_{aq} = I \cos (\theta_0 + \varphi); \quad I_{ad} = I \sin (\theta_0 + \varphi) \quad (7.115)$$

Din ecuațiile (7.113) se obțin curenții:

$$I_{ad} = \frac{U(X_q \cos \theta_0 + R \sin \theta_0) - X_q E_{f0}}{X_d X_q + R^2}, \quad I_{aq} = \frac{U(R \cos \theta_0 - X_d \sin \theta_0) - R E_{f0}}{X_d X_q + R^2} \quad (7.116)$$

Introducînd rel. (7.116) în (7.114) obținem:

$$M_1 = \frac{X_d - X_q}{\omega(X_d X_q + R^2)^2} \cdot \left\{ \frac{U^2}{2} [(X_d X_q - R^2) \sin 2\theta_0 + 2R(X_d \sin^2 \theta_0 - X_q \cos^2 \theta_0)] - \right. \\ \left. R X_q E_{f0}^2 + U E_{f0} [2X_q R \cos \theta_0 + (R^2 - X_d X_q) \sin \theta_0] \right\} + \\ + \frac{U E_{f0} (R \cos \theta_0 - X_d \sin \theta_0) - R E_{f0}^2}{\omega(X_d X_q + R^2)} \quad (7.117)$$

Pentru mașina trifazată cuplul este $M_e = 3M_1$.

Expresia generală a cuplului (7.117) se poate particulariza pentru cazul cînd rotorul este neted, iar $X_d = X_q = X_s$, astfel

$$M_e = \frac{3}{\omega} \frac{U E_{f0} (R \cos \theta_0 - X_s \sin \theta_0) - R E_{f0}^2}{X_s^2 + R^2} \quad (7.118)$$

Dacă $\theta_0 < 0$, se obține în cazul particular $R \approx 0$,

$$M_e = \frac{3U E_{f0}}{\omega X_s} \sin |\theta_0|, \quad (7.119)$$

adică un cuplu pozitiv de motor sincron „excitat”, dat de către un magnet permanent.

Pe baza expresiei (7.118) a cuplului se pot trasa caracteristicile unghiulare ale mașinii: $M_e = f(\theta_0)$. Valoarea maximă a cuplului, pentru o anumită tensiune U_N și o anumită mărime a fluxului magnetului polar, încît: $E_{f0} = U_N$ depinde de rezistența înfășurării statorului.

Introducînd valoarea relativă a cuplului și a rezistenței,

$$m = \frac{M_e}{M_{\max}}, \quad M_{\max} = \frac{3U_N^2}{\omega X_s} \text{ iar } b = \frac{R}{X_s}, \quad (7.120)$$

se obține

$$m = \frac{b \cos |\theta_0| + \sin |\theta_0| - b}{1 + b^2} \quad (7.121)$$

Valoarea maximă a cuplului se obține pentru

$$\operatorname{ctg} |\theta_0| = b, \quad m_{\max} = \frac{1 - b/\sqrt{1+b^2}}{\sqrt{1+b^2}} \quad (7.122)$$

De asemenea, pentru $b = 0$ rezultă

$$m = \sin |\theta_0|, \quad (7.123)$$

iar pentru $\theta = 0$, rezultă $m = 0$, indiferent de b .

În fig. 7.18 s-au trasat caracteristicile unghiulare $m = f(\theta_0)$ pentru regimul de motor, luîndu-se în considerare diverse valori ale lui b .

Cuplul maxim al motorului și zona de funcționare stabilă se diminuează o dată cu creșterea rezistenței statorice.

Din relația (7.118) se mai deduce faptul că, pentru rezistențe statorice mici, cuplul maxim crește o dată cu E_{f0} , adică se obțin performanțe bune, dacă magnetii permanenți posedă inducții remanente cît mai mari. Motoarele cu magneti permanenți lucrează cu o capacitate de suprasarcină de 1,5 — 2, dacă unghiul intern are valori de $30^\circ - 40^\circ$.

Pornirea motoarelor sincrone se face în asincron, de aceea în proiectarea coliviei de pornire trebuie să se aibă în vedere condițiile concrete de pornire: la sarcini reduse sau la sarcini mari. Curenții de pornire ajung, la fel ca la motoarele asincrone, pînă la 6 — 8 ori valoarea nominală, fapt care conduce, datorită cîmpului puternic produs, la demagnetizarea magnetilor. Din acest motiv se iau măsuri de ecranare a magnetilor, după locul de plasare a coliviei, precum și o stabilizare artificială a magnetilor.

Un fenomen specific motoarelor sincrone, cu magneti permanenți are loc în situația pornirii. Astfel, la alunecări mari, fluxul magnetic continuu al rotorului induce în înfășurările statorului tensiuni de frecvență joasă, care creează în circuitul înfășurare-sursă curenți importanți, deoarece reactanța înfășurării este mică, iar a sursei neglijabilă. Curenții care se închid prin stator, de frecvență variabilă cu viteza de rotație, creează un cuplu de pornire destul de puternic, de semn contrar, care duce la obținerea unei variații $M = f(s)$ (fig. 7.19) cu o „șea” în zona alunecărilor mari. Există astfel posibilitatea ca motorul să nu ajungă la sincronism, dacă pe arbore se află un cuplu rezistent mai mare decît minimul obținut pe caracteristica de pornire, M_{\min} .

Pentru evitarea acestei situații se proiectează mașina subexcitată astfel încît tensiunea indusă la pornire să nu depășească anumite valori.

Pornirea motorului sincron cu m.p. se studiază cu ajutorul ecuațiilor generale, deduse din rel. 7.26.

Motoarele sincrone, excitate cu magneti permanenți alimentate de convertizoare statice de frecvență, prezintă avantajul pornirii la frecvență redusă în plină sarcină, cu curenți menținuți în limite impuse.

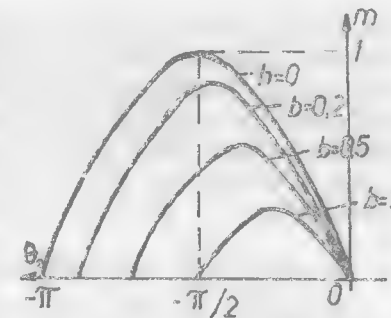


Fig. 7.18.

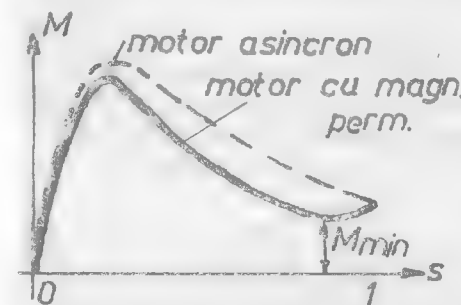


Fig. 7.20.

Reglajul vitezei acestor motoare se face prin frecvență, caz în care se menține constant raportul U/f , ceea ce asigură un flux constant în mașină.

În afară de curentul și cuplul de pornire, printre datele de catalog ale motoarelor cu magneți permanenți se mai întâlnesc: cuplul de intrare în sincronism (cuplul maxim rezistent la care motorul se sincronizează) și cuplul de ieșire din sincronism (cuplul de șoc la care motorul își pierde sincronismul), de obicei mai mare decât precedentul.

7.3.3. TAHOGENERATOARE SINCRONE

Satorul tahogeneratorului sincron cuprinde o înfășurare monofazată, de obicei plasată în creștături sau concentrată în jurul unor poli aparenti. Rotorul, cu poli din magneți permanenți de polarități alternative (fig. 7.20), este solidar cu organul mobil, a cărui viteză n trebuie evaluată. Valoarea efectivă a tensiunii induse la gol în înfășurarea statorică este

$$E_{f0} = 4,44 f k_b N \Phi_e = 4,44 \frac{pn}{60} k_b N \Phi_e = k_e n = k'_e \Omega, \quad (7.124)$$

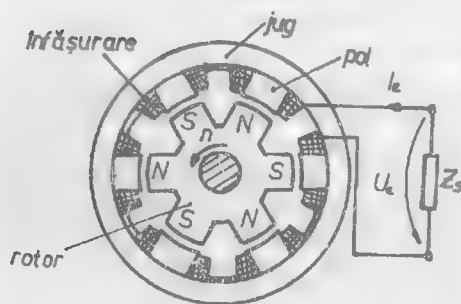


Fig. 7.20.

adică este proporțională cu viteza, în condițiile când fluxul de excitație Φ_e rămâne constant.

Frecvența tensiunii E_{f0} este dependentă de viteză, $f = pn/60$.

La funcționarea în sarcină, caracterizată prin impedanța Z_s , apare o abatere a caracteristicii $U_e = f(n)$ de la liniaritate, pe de o parte datorită faptului că intervine reacția indusului și căderea de tensiune internă, iar pe de altă parte tensiunea indusă precum și reactanțele internă și de sarcină depind de viteza de rotație n .

Ecuatia de tensiuni se poate scrie în formă simplificată

$$\underline{U}_e = \underline{E}_{f0} + \underline{I}_e \underline{Z}_i, \quad (7.125)$$

unde \underline{Z}_i este impedanța internă a tahogeneratorului, iar \underline{I}_e este curentul de ieșire (de sarcină) defazat față de \underline{E}_{f0} la un unghi de aproximativ π rad. Astfel se poate aprecia că în sarcină modulul tensiunii \underline{U}_e scade față de situația de mers în gol.

Avînd în vedere expresia curentului $\underline{I}_e = (-\underline{E}_{f0})/(\underline{Z}_i + \underline{Z}_s)$, obținem

$$\underline{U}_e = -\underline{Z}_s \underline{I}_e = \frac{\underline{E}_{f0}}{1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_s}} = \frac{k'_e \Omega}{1 + \frac{R_i + j\omega L_i}{R_s + j\omega L_s}}, \quad (7.126)$$

unde: R_i , L_i respectiv R_s , L_s sînt parametrii înfășurării satorului respectiv al sarcinii. S-a considerat \underline{E}_{f0} drept origine de fază. Expresia (7.126) arată că erorile

de liniaritate sînt, în anumite condiții, destul de pronunțate, ceea ce face ca aceste tahogeneratoare să fie folosite numai pentru măsurarea vitezei, fără a fi folosite în sisteme automate. Demagnetizările accidentale ale magneților permanenți constituie o nouă sursă de erori ale tahogeneratoarelor sincrone.

7.4. MOTOARE PAS CU PAS

Motoarele sincrone pas cu pas sînt destinate transformării impulsurilor de curent, în deplasări unghiulare sau liniare discrete, numite pași. Motoarele pas cu pas pot îndeplini funcția de decodificator al semnalelor liniare, utilizate în tehnica comenzilor numerice, permițînd realizarea unor sisteme automate discrete fără necesitatea prezenței unei legături de reacție. Această proprietate se bazează pe faptul că se stabilește o corespondență riguroasă, univocă între informația primită sub formă de impulsuri și deplasarea sau numărul de pași pe care îi execută rotorul.

Motoarele pas cu pas și-au găsit, largă aplicare în sistemele de comandă automată pe bază de program la acționările mașinilor-unelte, la mecanismele și dispozitivele din comanda perifericelor calculatoarelor, la înregistratoarele X-Y, în tehnica rachetelor, în instalațiile de telemetrare cu memorie, în aparatura de măsurare a timpului, în sisteme de reglaj din reactoarele nucleare, etc.

Avantajele principale ale acestor tipuri de motoare sînt: convertesc direct și univoc într-o deplasare determinată semnalele electrice fără a fi nevoie de reacție; au o gamă largă de viteze, mai ales în domeniul valorilor mici, uzual între zero și cîteva zeci de mii de pași/sec.; prezintă o revoluție excelentă a mișcării obiectului reglat, deoarece deplasarea se realizează cu pași mici; memorează poziția finală a obiectului reglat, uneori chiar și după deconectarea de la sursă; sînt perfect compatibile cu tehnica digitală. [13, 41]

7.4.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE, CONSTRUCȚIA MOTOARELOR PAS CU PAS

În fig. 7.21 este prezentat un motor cu 6 poli aparenti pe sator și cu rotorul bipolar. Dacă se alimentează cu un puls de curent, înfășurările de pe polii 1 și 4, încît cîmpul are direcția verticală pe figură, atunci rotorul se orientează pe direcția arătată în fig. 7.21.a. Alimentînd apoi înfășurarea de pe polul 2 și de pe polul 5 satoric (înterupîndu-se alimentarea bobinelor 1 și 4), rotorul se va orienta pe noua direcție a cîmpului, fig. 7.21.b. Această rotire este posibilă, întrucît la momentul $T/6$, cînd se realizează alimentarea bobinelor 2 și 5, cuplul are valoarea

$$M = M_{\max} \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} M_{\max} \quad (7.127)$$

și mașina reușește să ajungă în situația de funcționare stabilă, rotorul fiind atras spre poziția de echilibru stabil corespunzătoare alimentării satorului din această situație. Alimentînd în continuare bobinele satorului conform diagramei 7.21.d, se obține o funcționare pas-cu-pas a motorului, mărimea pasului fiind $\alpha = \pi/3$ rad., iar numă-

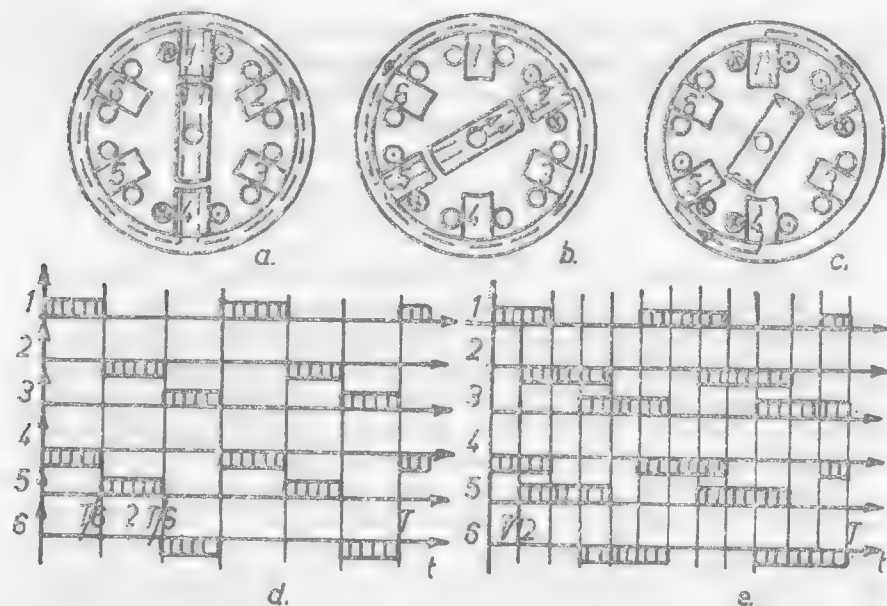


Fig. 7.21.

rul de pași la o rotație completă fiind $n = 2\pi/\alpha = 6$. Viteza de rotație a rotorului este invers proporțională cu perioada T sau timpul dintre două semnale succesive (care, de fapt, este semiperioada $T/2$) și direct proporțională cu frecvența impulsurilor aplicate.

În cazul în care impulsurile de curent se aplică la câte două perechi de poli alăturați, de exemplu 1-4 și 2-5, rotorul mai prezintă încă o poziție de echilibru stabil, cea prezentată în fig. 7.21.c, adică la alimentarea cu succesiunea de impulsuri prezentată în fig. 7.21.e, unghiul de pas se reduce la $\pi/6$, ceea ce înseamnă că într-o perioadă rotorul execută 12 pași. În cazul alimentării după diagrama din fig. 7.21.e pozițiile succesive ale rotorului devin 7.21.c, 7.21.b., ..., etc.

În scopul micșorării unghiului de pas, deci al măririi numărului de pași pe rotație, se folosește un rotor tetrapolar, fig. 7.22. La alimentarea înfășurărilor 1 și 4 statorice, rotorul se orientează ca în fig. 7.22.a. Alimentând simultan înfășurările 1-4 și 2-5, rotorul se orientează în poziția stabilă, de reluctanță minimă, ca în fig. 7.22.b, efectuând, în sens contrar acelor de ceasornic, o rotire cu un unghi de $\pi/12$ radiani. Dacă se întrerupe alimentarea bobinelor 1-4, rămânând alimentate numai bobinele 2-5, se mai obține o rotire a rotorului cu un pas de $\pi/12$, ajungându-se la poziția 7.22.c. În cazul când se alimentează numai câte o pereche de bobine, adică după alimentarea perechii 1-4 (poziția 7.22.a) se alimentează perechea 2-5 (întrerupându-se 1-4), rotorul execută o rotire cu $\pi/6$ rad. (fig. 7.22.c), adică se execută 12 pași la rotația completă a rotorului. Se poate observa că mărimea pasului depinde

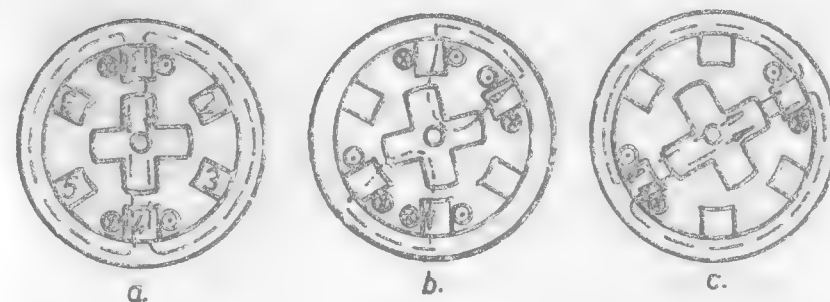


Fig. 7.22.

de numărul de înfășurări statorice (perechi de poli statorici), de modul de alimentare a înfășurărilor și de numărul de perechi de poli rotorici, mai exact de numărul de poziții de reluctanță minimă ce se pot realiza pe traseele de închidere a cîmpului statoric.

O micșorare și mai pronunțată a pasului se poate realiza dacă se crește numărul de dinți ai statorului și ai rotorului, diferența dintre ei rămânând 2, motorul pas cu pas utilizînd astfel principiul motorului reactiv reductor (§7.2.1.2).

O variantă de motor pas cu pas reductor este prezentată în fig. 7.23. Statorul prezintă 8 poli cu înfășurări; fiecare pol avînd doi dinți și o creștătură. Acești dinți au exact același pas ca și al dinților rotorici, în număr de 18. În momentul alimentării bobinelor statorice de pe poli 1 și 5 (fig. 7.23) rotorul se orientează pe poziția de reluctanță minimă, adică dinții 1 și 2 rotorici sînt în dreptul dinților statorici ai polului 1, iar dinții 10 și 11 sînt în fața dinților polului 5 statoric. Dacă se alimentează înfășurările 2 și 6 statorice, rotorul se va roti în sensul acelor de ceasornic, sub acțiunea cîmpului reactiv, încît dinții 3 și 4, respectiv 12' și 13 — rotorici, se vor afla în fața dinților statorici ai polilor 2 respectiv 6. Unghiul de rotire al rotorului este egal cu diferența dintre unghiul la centru corespunzător unei perechi de dinți ai statorului, $2\pi/8$ și unghiul corespunzător unei perechi de dinți ai rotorului $2\pi/9$, adică: $\alpha = 2\pi(1/8 - 1/9) = 2\pi/72 = 5^\circ$.

La o rotație completă se execută un număr de 72 pași. Teoretic, este posibil să se obțină orice pas, dacă se aleg numere de dinți convenabile. Creșterea numărului de pași pe rotație are dezavantajul micșorării cuplului mediu al motorului, întrucît la număr mare de dinți diferența dintre reluctanța minimă și maximă se micșorează. De asemenea, frecvența de comutare la

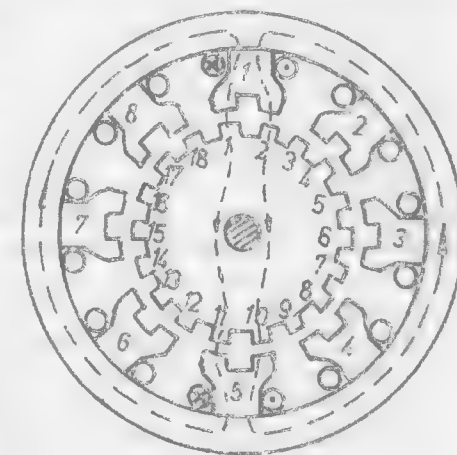


Fig. 7.23.

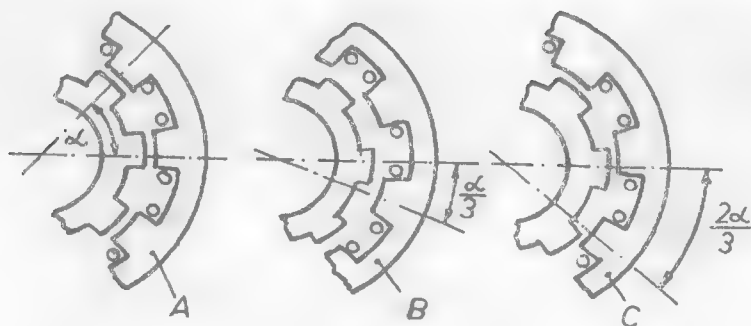


Fig. 7.24.

sursă a înfășurărilor, pentru obținerea unor viteze mari de rotație, crește, ori stabilirea curentului în înfășurare, la o valoare ridicată, este întârziată de constanta de timp a înfășurării.

O variantă de motor pas cu pas este prezentată în fig. 7.24. Rotorul este sub forma a trei „roți dințate” coaxiale, dinții celor trei roți fiind în prelungire (coliniari). Statorul este sub forma a trei „coroane dințate” la periferia interioară, cu același pas ca la rotor. Aceste roți sînt decalate spațial cu cîte un unghi egal cu $1/3$ din unghiul corespunzător la doi dinți consecutivi. În jurul fiecărui dinte al celor 3 statoare A, B, C se găsesc înfășurări. Alimentînd înfășurarea statorului A, rotorul (cele trei roți dințate solidare pe ax) se orientează ca în fig. 7.24. Întrerupînd alimentarea statorului A și alimentînd statorul B, rotorul se va orienta (se va roti cu unghiul $\alpha/3$ în sens orar) încît traseul stator B — rotor să prezinte reluctanța minimă. Dacă se alimentează apoi statorul C, rotorul va face o nouă rotație cu unghiul $\alpha/3$ în sens orar, încît traseul stator 3 — rotor să prezinte reluctanța minimă ș.a.m.d.

În mod analog se pot obține și alte variante de motoare cu statoare coliniare și rotoare cu porțiuni dințate, dar decalate spațial cu un anumit unghi convenabil.

În scopul creșterii cuplului motoarelor pas cu pas, la cele mai multe variante realizate în ultimul timp, s-a trecut la utilizarea magneților permanenți pentru excitarea rotorului. Pentru o anumită construcție, la care în locul polilor aparenti feromagnetici (dinților) se introduc magneți cu polaritate impusă, prin alimentarea succesivă a înfășurărilor, este necesară o orientare a rotorului cu un unghi egal cu dublul pasului unui dinte. Așadar, pasul se dublează, deci numărul de pași de rotație se înjumătățește. La motoarele cu magneți permanenți cuplul variază cu sinusul unghiului dintre axa înfășurării și axa polului, pe cînd la motoarele cu reluctanță, cuplul variază cu sinusul dublului acestui unghi.

În fig. 7.25 este prezentată, sub formă simplificată, construcția unui motor pas cu pas cu magneți permanenți de fabricație indigenă.

Statorul, din tole, prezintă spre interior 8 poli aparenti, pe fiecare pol fiind practicați cîte 5 dinți. În jurul polilor sînt plasate înfășurările, conectate după schema din fig. 7.25.c, constituind cele patru faze ale motorului. Rotorul cuprinde patru pachete (2-în secțiune-H și 2-în secțiune U), care prezintă la periferia exterioară un

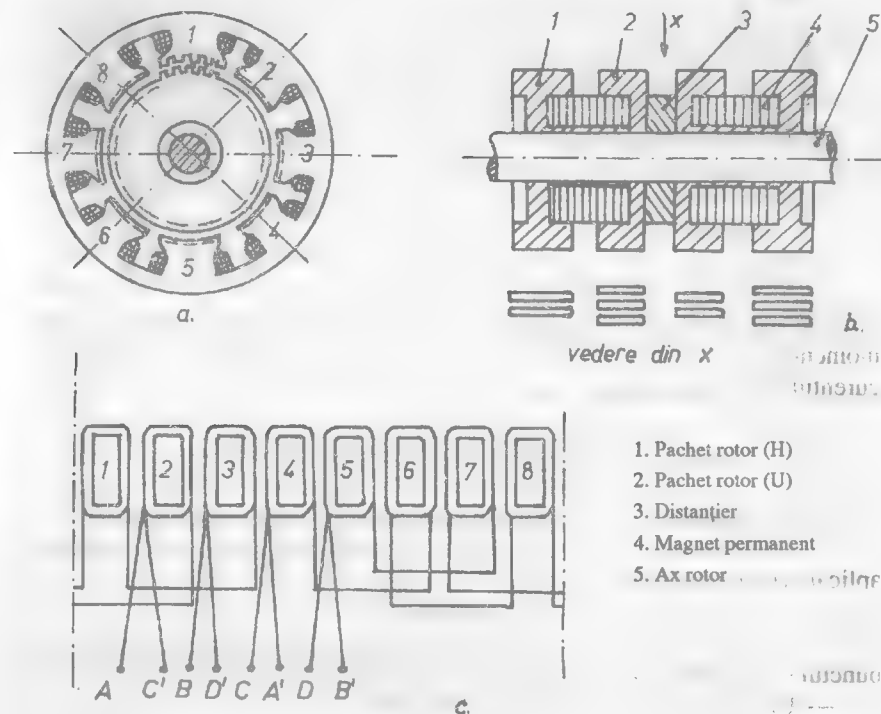


Fig. 7.25.

număr de 50 de dinți, pachetele fiind astfel dispuse, încît două pachete vecine prezintă un decalaj spațial de un dinte (fig. 7.25.b). Excitația rotorului se realizează cu doi magneți permanenți magnetizați pe direcție axială. Înfășurările mașinii se alimentează de la o sursă de tensiune redresată prin intermediul unor amplificatoare de putere cu tranzistoare 2N 3055, comandate de către un distribuitor de impulsuri. Motorul realizează un număr de 200 pași pe rotație.

În general, schema de alimentare a motoarelor pas cu pas cuprinde următoarele blocuri: un generator de impulsuri dreptunghiulare de frecvență reglabilă, un distribuitor de impulsuri, un bloc de amplificatoare de putere (de ieșire), un dispozitiv de comutație. Dispozitivul de comutație folosește tranzistoare de putere înseriate cu înfășurările motorului, fig. 7.26.a.

În fig. 7.26.b este prezentată variația în timp a tensiunii aplicate unei faze a mașinii, precum și forma curentului prin fază pentru diferite valori ale frecvenței de comutare. La frecvențe mici curentul are o formă dreptunghiulară, identică cu a tensiunii. O dată cu creșterea frecvenței, curentul prin înfășurare devine „triunghiular”, ceea ce conduce la o micșorare a valorii sale medii și implicit a cuplului mașinii. În scopul înlăturării acestui efect negativ, dictat de prezența constantei de timp, a înfășurării, se utilizează circuite auxiliare care cuprind rezistențe în serie cu înfășu-

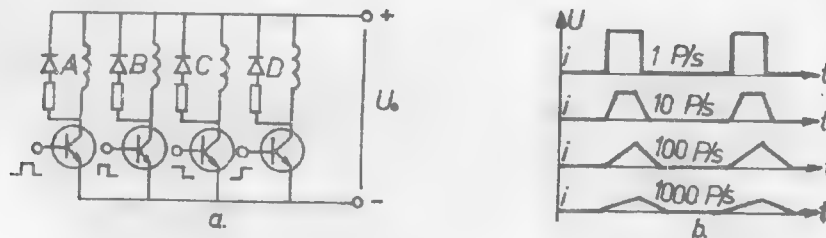


Fig. 7.26.

rarea și condensatoare în paralel, sau, în alte scheme, se introduce în primele momente ale comutării o sursă de tensiune ridicată care forțează stabilirea rapidă a curentului prin înfășurare.

7.4.2. PARAMETRIL, CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR PAS CU PAS

Dintre parametrii caracteristici ai motoarelor pas cu pas amintim:

— Unghiul de pas, θ_p , este unghiul de rotație pe care îl execută motorul la aplicarea unui impuls de comandă. Acest unghi depinde de construcția motorului și de tipul secvenței de alimentare a înfășurărilor.

— Unghiul dinamic de sarcină este unghiul de deviere a rotorului față de punctul de echilibru stabil, după aplicarea ultimului impuls de comandă.

— Unghiul static de sarcină, ϵ , reprezintă unghiul ce definește deplasarea punctului de echilibru stabil, datorită cuplului rezistent pe arbore.

— Cuplul sincronizant maxim, M_s , este valoarea maximă a cuplului rezistent de tip activ, care poate fi aplicat la ax, când o fază este alimentată, fără să se producă o rotire continuă a rotorului.

În fig. 7.27 s-au scos în evidență acești parametri. Când faza F1 este alimentată,

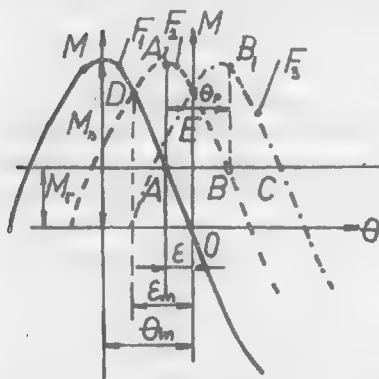


Fig. 7.27.

echilibrul stabil se obține pentru $\theta = 0$, adică, dacă cuplul rezistent este nul, punctul de funcționare este în originea 0. Pentru un cuplu rezistent M_r de o anumită valoare, se obține o deviație a rotorului, cu unghiul ϵ , punctul de funcționare fiind A. Dacă se aplică rotorului un cuplu rezistent activ crescător, punctul de funcționare se deplasează înspre M și când ajunge în M, atunci valoarea sa este egală cu M_s , în continuare funcționarea devenind instabilă. Revenind în punctul A, caracterizat prin unghiul de deviație (sarcină) ϵ și dacă are loc acum comutarea fazei F2 (și întreruperea fazei 1), atunci punctul de

funcționare trece brusc din A în A₁ și se deplasează spre B, situație în care se realizează egalitatea cuplului activ al motorului cu cuplul rezistent M_r .

Variația unghiului θ , corespunzătoare pozițiilor succesive A și B, este tocmai unghiul de pas, θ_p . În continuare, alimentând faza F3, punctul de funcționare trece din B în B₁ și ajunge în C, θ crește cu încă un pas, ș.a.m.d. În modul acesta se petrece operația de pornire a motoarelor pas cu pas la frecvență redusă, când caracteristicile $M = f(\theta)$ se pot considera cele statice. Procesul de pornire are loc dacă, atunci când se face comutarea următoarei faze, cuplul activ al motorului depășește cuplul rezistent M_r . Pentru cazul prezentat în fig. 7.27 pornirea este posibilă teoretic, dacă cuplul rezistent este mai mic decât valoarea cuplului static corespunzătoare punctului D, sau dacă unghiul de sarcină ϵ este mai mic decât ϵ_{ml} . Practic, însă, deoarece punctul D se găsește pe porțiunea instabilă a caracteristicii $M = f(\theta)$ — corespunzătoare alimentării fazei 2, în momentul comutării fazei 2, punctul de funcționare se deplasează pe această caracteristică din D în E, restabilindu-se unghiul la valoarea ϵ_{ml} , pe noua caracteristică, motorul executând astfel un pas. Pornirea are loc dacă $\epsilon_{ml} < \theta_p / 2$. Dependențele $M_e = f(\theta)$ depind de tipul consecutiv al motorului, anume pentru motoarele pas cu pas reactive,

$$M_e = k_m I^2 \sin(-2\theta), \quad (7.128)$$

iar pentru motoarele cu magneți permanenți

$$M_e = k'_m \Phi_0 I \sin(-\theta), \quad (7.129)$$

unghiurile θ_m fiind $-\pi/4$ respectiv $-\pi/2$.

— Caracteristica limită de pornire definește domeniul cuplu-frecvență de comandă limită, în care motorul poate porni fără pierderi de pași (fig. 7.28).

— Caracteristica limită de mers definește domeniul cuplu-frecvență de comandă limită, în care motorul poate funcționa în regim stabilizat fără pierderi de pași (fig. 7.28).

— Frecvența limită de pornire, reprezintă frecvența maximă a impulsurilor de comandă, la care motorul poate porni la un cuplu rezistent dat, M_{AP} , și un cuplu de inerție dat.

— Cuplul limită de pornire reprezintă cuplul rezistent maxim la arbore cu care motorul poate porni, la o frecvență dată. În fig. 7.28, valoarea f_0 este o frecvență de rezonanță mecanică care micșorează valoarea admisă pentru cuplul de mers al motorului.

La frecvențe foarte joase de alimentare, motorul nu se utilizează din cauza oscilațiilor neamortizate ale rotorului în jurul pozițiilor de echilibru stabil. La frecvențe ridicate amortizarea se realizează datorită tensiunilor induse în înfășurări, provocate de mișcarea rotorului. Totodată, la frecvențe mari de alimentare, curenții prin înfășurări au valori medii reduse, din cauza constantei de timp a înfășurării, deci cuplul scade simțitor, iar funcționarea are loc cu pierderi de pași.

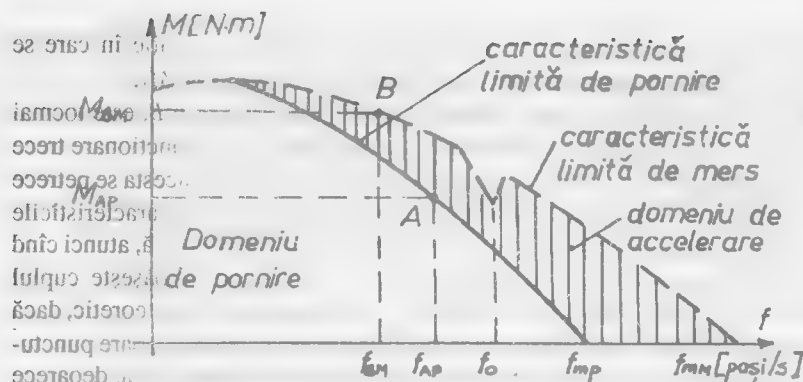


Fig. 7.28.

7.5. MOTOARE SINCRONE CU HISTEREZIS

Motoarele sincrone cu histerezis s-au impus tot mai mult în unele acționări ca: platforme giroscopice, aparate de înregistrare și redare a sunetelor, aparate de măsurare a timpului, sisteme de automatizare în industrie și în cercetare științifică. Ele s-au datorită unor performanțe mai bune comparativ cu alte tipuri de motoare sincrone. Dintre avantajele motoarelor cu histerezis se enumeră: — cuplul de pornire ridicat, fără dispozitive speciale (colivie, de exemplu), ceea ce determină un timp de pornire redus, chiar la momente de inerție mari ale sarcinii; — curent de pornire redus, acesta fiind cu 10 — 20% mai mare decât valoarea sa nominală, de aceea sursa de alimentare nu trebuie să fie supradimensionată în scopul preluării șocurilor la pornire; — construcție simplă, robustă, tehnologie mai simplă decât a motoarelor cu magneti permanenți sau reactive; — greutate specifică scăzută față de motoarele cu reluctanță variabilă, la valori ale puterii sub 200 W. [43]

La baza funcționării acestor motoare stă principiul apariției cuplului de histerezis, corespunzător pierderilor prin histerezis la magnetizarea alternativă a materialelor magnetice din care este confecționat rotorul.

7.5.1. CONSTRUCȚIA, PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR CU HISTEREZIS

Statorul este identic cu al motoarelor sincrone trifazate sau asincrone. Crestăturile statorului sînt semideschise sau închise. Pentru construcțiile cu stator interior și rotor exterior (în scopul măririi momentului de inerție) crestăturile sînt practicate pe periferia exterioară. În crestăturile statorului se plasează înfășurarea trifazată sau bifazată în cazul cînd motorul se alimentează de la rețeaua monofazată, pe una din faze inserîndu-se un condensator. Bobinele statorului se realizează, în general, mecanizat. [44], [13]

Rotorul este realizat total sau parțial din material feromagnetic cu ciclu de histerezis lat (materiale dure). Materialele folosite se împart în trei categorii: —

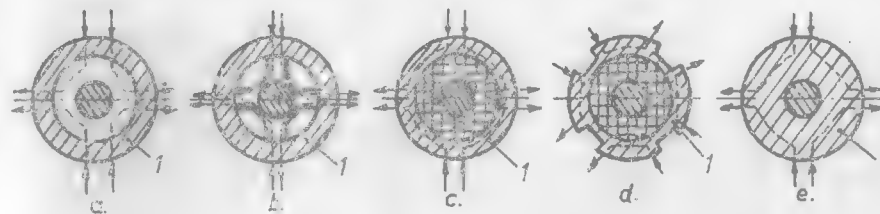


Fig. 7.29.

aliaje deformabile, cu compozițiile *Fe-Co-V* (din care cel mai frecvent este aliajul „vicaloy”), *Fe-Co-Mo* sau *Fe-Ni-Mn*, — oțeluri martensitice, din care fac parte oțelurile cu *Cr* și *W* și care se impun prin prețuri de cost mici, dar și calități slabe, — aliaje turnate sub presiune, pe bază de *Fe*, *Ni*, *Al*, dintre care se cunosc *Alni*, *Alnisi*, *Alnico*, *Magnico* și care se prelucrează prin tehnologii speciale.

În fig. 7.29 sînt prezentate variante de rotoare folosite frecvent în construcția motoarelor cu histerezis, pentru 4 poli:

În fig. 7.29.a se prezintă un rotor cu cămașă exterioară din material activ, 1 (cu ciclu de histerezis lat), plasată pe un jug interior feromagnetic. În fig. 7.29.b materialul activ este plasat peste o roată polară feromagnetică, în felul acesta liniile de cîmp se închid preferențial, motorul prezentînd și reluctanță variabilă. Uneori roata polară poate fi realizată din magneti permanenți. În fig. 7.29.c materialul activ este așezat pe un butuc din material neferomagnetic (*Al*, material plastic, etc.). Cîmpul magnetic se închide, în acest caz, tangențial, comparativ cu celelalte două cazuri precedente, cînd liniile de cîmp erau radiale. În fig. 7.29.d, cămașa din material activ prezintă 4 canale echidistante, pe direcția acestora realizîndu-se o reluctanță mai mare. În felul acesta se manifestă și un cuplu suplimentar de reluctanță. În fig. 7.29.e rotorul este confecționat numai din material activ.

În variantele prezentate mai sus, materialul activ poate fi masiv, din tole sau bandă, ori din pulbere presată. Întrefierul se ia cît mai mic posibil, în scopul reducerii curentului de magnetizare.

Să presupunem că înfășurarea statorică este conectată la rețea. Dacă inducția creată de înfășurare este alternativă, atunci cîmpul magnetic prin materialul activ este tot alternativ, numai că unda sa rămîne în urmă, în timp, datorită fenomenului de întârziere cauzat de histerezisul magnetic (fig. 7.30). Evident *H* are o variație nesinusoidală, atunci cînd *B* este sinusoidală, dar vom limita discuția numai la fundamentala *H*₁, care, după cum se observă, rămîne în urmă cu unghiul γ_1 .

Sub acțiunea inducției alternative cîmpul magnetic alternativ rotor, defazat în timp, va conduce la un efect electrocaloric în rotor, puterea consumată fiind proporțională cu suprafața ciclului de histerezis, cu volumul materialului activ, *V*, și cu frecvența *f*, $P = k_H V f$. Materialele cu ciclu de histerezis mai lat au pierderi mai mari, deoarece au unghiuri γ_1 mai mari. În acest caz putem considera că statorul (fig. 7.31.a) are la un moment dat polaritatea *N-S*, inducția magnetică fiind orientată

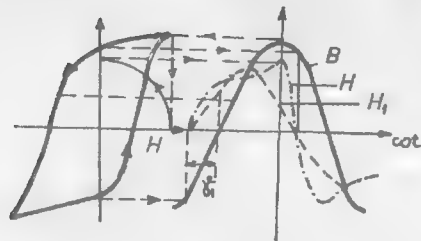


Fig. 7.30.

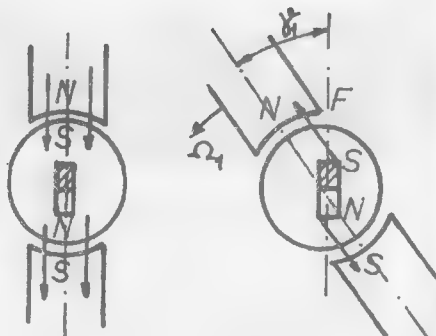


Fig. 7.31.

pe direcție verticală, iar rotorul este magnetizat pe aceeași direcție, avînd la același moment polaritatea S-N.

Rotorul rămîne în această poziție, întrucît cuplul rezultat este nul, forțele ce se manifestă trecînd prin centrul rotorului. Facem remarcă următoare : la un alt moment se poate ca polaritatea statorului să fie aceeași, însă, datorită întârzierii, cîmpul H să fie de semn contrar, adică rotorul ar fi echivalent cu un magnet cu polaritate inversă față de cea prezentată în fig. 7.31.a. Asupra rotorului se manifestă forțe de respingere, dar orientate spre centru, încît cuplul rezultat asupra rotorului este tot zero. Așadar, la magnetizare alternativă rotorul rămîne fix, histerezisul magnetic se manifestă, energetic, prin încălzirea rotorului.

Să presupunem că polii statorici N-S (obținuți chiar printr-o excitare în c.c.) se rotesc cu viteza Ω_1 , fig. 7.31.b. Datorită întârzierii magnetice, pe direcția verticală a rotorului, cîmpul magnetic va trece prin maxim (cu polaritatea ca în cazul precedent) după un timp, cînd polii magnetici se găsesc într-o poziție decalată cu un unghi γ_1 față de verticală (inducția pe această direcție fiind în scădere față de valoarea sa maximă, cînd polii statorici se aflau pe direcția verticală). În această situație rotorul va fi acționat de către polii statorici cu un cuplu de forțe care au tendința de a roti rotorul în sensul de rotire al cîmpului statoric. Situația este similară și în cazul cînd statorul nu se rotește fizic, dar cîmpul statoric este rotitor. În acest caz cîmpul, cu viteza de rotație egală cu cea de sincronism, antrenează rotorul la o viteză egală cu a sa. Cuplul maxim ce se exercită asupra rotorului este:

$$M_{H\max} = k B_s \theta_r \sin \gamma_1 \quad (7.130)$$

B_s este inducția creată pe stator, θ_r este solenația echivalentă a cîmpului magnetic în rotor (proporțională totuși cu B_s), iar γ_1 este unghiul de întârziere, caracteristic materialului, dedus din dependența $B = f(H)$.

Dacă asupra rotorului acționează un cuplu rezistent $M_r < M_{H\max}$, atunci mașina își menține sincronismul, iar rotorul ocupă față de cîmp o poziție permanentă la un anumit γ , încît cuplul de forțe corespunzător să echilibreze numai cuplul rezistent, adică

$$M_r = k B_s \theta_r \sin \gamma \quad (7.131)$$

Așadar, la cupluri mici pe arbore, rotorul este antrenat la sincronism, înainte ca magnetul echivalent rotoric să rămînă în urmă cu întreg unghiul γ_1 . O dată antrenat la sincronism, rotorul se comportă ca un magnet permanent, magnetizat în momentul intrării în sincronism și care se află pe o anumită direcție la un unghi γ față de axa inducției statorice rotitoare și care se rotește sincron cu cîmpul. Dacă cuplul rezistent crește, unghiul γ va crește, rotorul rămînînd în urma inducției rotitoare statorice. Dacă $M_r = M_{H\max}$ unghiul γ devine egal cu γ_1 , rotorul încă se mai rotește la sincronism. Dacă $M_r > M_{H\max}$ rotorul iese din sincronism, cîmpul magnetic al rotorului este în urma celui statoric cu unghiul γ_1 , tot sincron, dar în rotor apare și o magnetizare alternativă cu o frecvență dată de diferența $\Omega_1 - \Omega = s\Omega_1$ (unde s este alunecarea). Cuplul ce se manifestă acum asupra rotorului va fi, la fel ca la mașina asincronă, egal cu raportul dintre pierderile în rotor, prin histerezis — de data aceasta, și viteza relativă, adică

$$M_H = \frac{P_H}{s\Omega_1} = \frac{k_H(s f_1) V}{s \cdot 2\pi f_1 / p} = k_H \frac{p}{2\pi} V \quad (7.132)$$

Așadar, la funcționarea în asincron cuplul mașinii este constant, indiferent de alunecare. Valoarea acestui cuplu este egală cu cuplul maxim (7.130) obținut la funcționarea în sincronism. Într-adevăr, dacă în relația (7.132) se trece la limită, cînd $s \rightarrow 0$, valoarea obținută trebuie să fie egală cu cuplul mașinii la limita ieșirii din sincronism. În relația (7.132) pierderile P_H sînt proporționale cu frecvența de intersecție a rotorului de către cîmpul statoric, adică $s \cdot f_1$.

7.5.2. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR CU HISTEREZIS

Cuplul motorului cu histerezis este constant, indiferent de alunecare. Începînd de la viteza 0 pînă la n_1 (viteza de sincronism). Totuși, la o anumită alunecare, în rotor apar și curenți turbionari care creează un cuplu suplimentar, ca la motorul asincron cu rotor masiv. Acest cuplu asincron este nul la $s = 0$ ($n = n_1$) și este maxim la $s = 1$ ($n = 0$). Cuplul rezultat al motorului nu va fi constant, dreapta 1, fig. 7.32, ci va avea o variație dată de curba 2, cuplul de pornire (la $n = 0$) fiind $M_p > M_H$. La $n = n_1$ cuplul are valoarea maximă M_H , punctul de funcționare fiind determinat de cuplul rezistent. Dacă cuplul rezistent are o

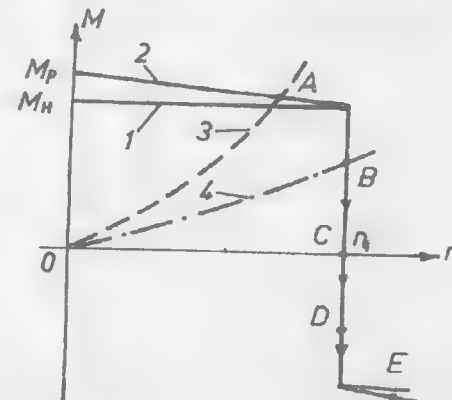


Fig. 7.32.

variație parabolică cu viteza (tip-ventilator, de exemplu) după curba 3, atunci punctul de funcționare se stabilește în A, motorul merge în asincron la o viteză $n < n_1$. Dacă cuplul rezistent variază după curba 4, punctul de funcționare se stabilește în B, când $n = n_1$, motorul intră în sincronism (funcționează ca unul cu magnet permanent), unghiul intern fiind $\gamma < \gamma_1$. Să presupunem că asupra rotorului se intervine din exterior cu un motor MA care descarcă sarcina. atunci punctul B coboară spre C, când cuplul rezistent este preluat de motorul MA, iar γ devine 0 (magnetul permanent devine coliniar cu inducția rotitoare statorică). Creșterea, în continuare, a cuplului motorului MA determină schimbarea semnului unghiului γ (magnetul rotoric trece înaintea inducției), sensul cuplului M_H se schimbă, puterea mecanică a motorului MA este trimisă ca putere electrică rețelei, mașina devine generator sincron excitat cu magnet permanent, punctul de funcționare ajunge în D. Dacă cuplul motorului MA crește, unghiul γ (negativ) depășind valoarea limită γ_1 , are loc ruperea sincronismului, punctul de funcționare ajunge în E, mașina devine generator asincron cu histerezis. Cuplul de histerezis se calculează după expresia 7.132, pierderile P_H fiind aceleași (sensul de rotație relativă a rotorului față de inducția statorică nu intervine), în schimb la numitor intervine $-s$ în loc de s . Așadar

$$M_H = \frac{P_H}{-s\Omega_1} = \frac{k_H(s f_1)V}{-s \cdot 2\pi f_1/p} = -k_H \frac{p}{2\pi} V. \quad (7.133)$$

Cuplul maxim al motorului cu histerezis depinde esențial de pierderile specifice prin histerezis ale materialului activ, adică de unghiul γ_1 . Unghiul γ_1 este cu atât mai mare cu cât caracteristica $B = f(H)$ are o suprafață mai mare. Pentru un anumit volum de material activ se poate mări suprafața ciclului, dacă se utilizează inducții mari, cel mult câteva fracțiuni de secundă în momentul pornirii, procedeul constă, deci, într-o supra excitare a mașinii. Supraexcitarea se poate realiza, de exemplu, prin conectarea scurt timp, la pornire, a înfășurărilor la o treaptă mai mare de tensiune (conectarea în triunghi a înfășurărilor, dacă în regim normal conexiunea este stea).

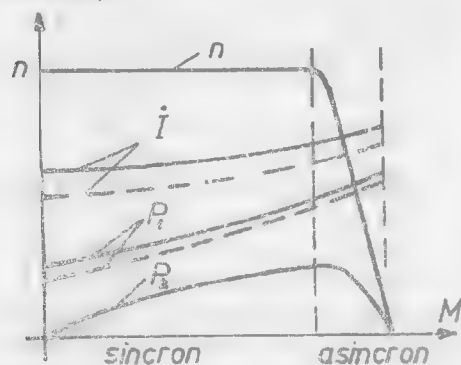


Fig. 7.32.

În fig. 7.33. sînt prezentate caracteristicile de funcționare ale motoarelor cu histerezis: $n, I, P_1, P_2 = f(M)$. Cu linie punctată sînt trasate caracteristicile obținute după supraexcitare. Se constată că supraexcitarea duce la micșorarea curentului I absorbit de motor. În general, ca dezavantaj al acestor motoare, se remarcă factorul de putere redus, întrucît curentul absorbit este mai mare ca la motoarele cu rotor feromagnetic. Deoarece materialul activ are permeabilitate mică,

solenția necesară întreținerii unei inducții acceptabile este mult mai mare, deci curentul reactiv este mare. Se constată că raportul dintre curentul la mersul în gol și cel nominal este apropiat de 1, ceea ce înseamnă că mașina funcționează fără șocuri de curent, din regimul de mers în gol, pînă la regimul de rotor blocat. Din acest motiv, nu este recomandabilă folosirea motorului la sarcini reduse, întrucît randamentul este slab, iar factorul de putere mic.

Motorul cu histerezis permite schimbarea vitezei de rotație prin modificarea numărului de perechi de poli ai înfășurării statorice. Frecvențele la care se utilizează motoarele cu histerezis sînt de la 50 la 1200 Hz, la puteri mai mici de sute de watti.

În tabelul 7.1 sînt prezentate datele tehnice ale motoarelor cu histerezis fabricate de firma SAGEM (Franța).

Tabelul 7.1

Tip	U	f_1	Nr. faze	n_1	k_p	M_H	I_p	$\cos\varphi_p$	I la n_1	$\cos\varphi$ la n_1	P_2	J	Masa
Unitatea	V	Hz	—	rpm	cNm	cNm	mA	—	mA	—	W	gcm ²	g
Toleranța	Nom	Nom	—	—	Min	Min	Nom	Nom	Nom	Nom	Nom	Nom	—
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
08MH02	26	400	2	8000	14	15	260	0,56	210	0,52	1,25	1,1	55
08MH03	26	400	2	12000	10	10	275	0,53	200	0,53	1,2	1,1	55
08MH04	26	400	2	24000	10	8	325	0,58	265	0,54	2	1,1	55
11MH14	26	400	2	24000	30	18	730	0,55	520	0,52	5	3,2	120
11MH21	26	400	2	8000	30	38	600	0,50	400	0,55	3,2	3,2	120
11MH22	26	400	2	12000	28	21	600	0,55	400	0,52	2,6	3,2	120
15MH04	115	400	2	6000	80	60	1000	0,45	800	0,42	5	20	310
15MP30	26	400	3	8000	60	45	1300	0,42	900	0,35	3,8	20	310
15MH31	115	400	3	24000	65	40	310	0,40	250	0,35	10	20	310
18MH15	115	400	2	6000	100	80	260	0,52	205	0,52	6,3	40	380
18MH33	220	50	3	3000	220	200	90	0,83	75	0,70	6,3	40	380
18MH39	115	400	2	12000	180	120	420	0,60	280	0,55	15	40	380
18MH40	127	50	3	3000	220	200	160	0,83	130	0,70	6,3	40	380
23MH01	127	50	2	3000	500	400	250	0,73	190	0,65	12,6	380	1350
23MH02	220	50	2	3000	500	400	145	0,73	110	0,65	12,6	380	1350

7.6. MOTOARE CU ROTOR RULANT

Motoarele cu rotor rulant (cicloidale) permit obținerea unor viteze mici, pînă la cîteva rotații pe minut, în condițiile alimentării de la frecvența industrială, fără a utiliza reductoare mecanice. Cuplurile dezvoltate vor fi corespunzător mai mari. Datorită performanțelor energetice inferioare, puterile la care se utilizează sînt reduse (zeci de watt). [45]

7.6.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE, CONSTRUCȚIE

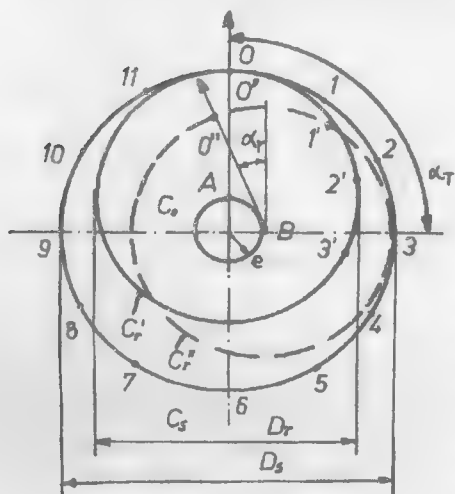


Fig. 7.34.

de contact (fără alunecare), se ajunge în situația cînd contactul cercurilor se realizează în punctul 3 al cercului C_s , decalat cu un unghi α_T față de situația inițială.

Punctul inițial de contact al rotorului O' ajunge în O'' pe cercul interior C_r , care acum ocupă poziția reprezentată cu linie întreruptă, avînd centrul în B (rotit cu unghiul α_T pe cercul C_0).

Punctul O' , ajuns în O'' , descrie o hipocicloidă. Dacă pe rotor se plasează un indicator pe direcția razei corespunzătoare punctului O' , inițial în poziție verticală, după rostogolirea rotorului acest indicator, care devine acum BO'' , ocupă o poziție rotită cu un unghi α_r în sens contrar rostogolirii. Relația dintre unghiul de deplasare a punctului de contact α_T — pozitiv și unghiul de rotire a indicatorului plasat pe rotor α_r — negativ se deduce din condiția ca cele două lungimi de arce să fie egale: $l \text{ arc } (O3)_s = l \text{ arc } (O'3)_r$, adică

$$\frac{D_s}{2} \cdot \alpha_T = \frac{D_r}{2} (\alpha_T - \alpha_r), \quad \alpha_r = - \frac{D_s - D_r}{D_r} \cdot \alpha_T \quad (7.134)$$

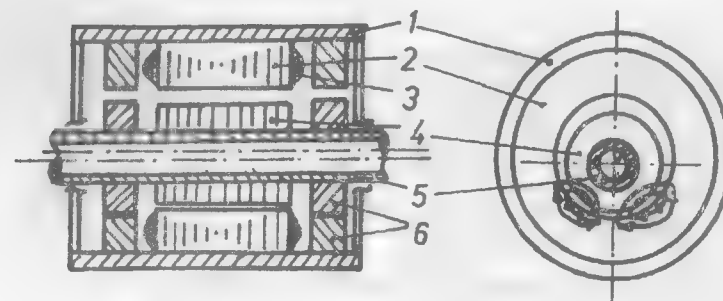


Fig. 7.35.

1. carcasă — jug stator, 2. armătură stator (miez),
3. înfășurare stator, 4. miez rotor, 5. ax rotor, 6. căi de rulare

Așadar, punctele de pe circumferința rotorului se rotesc față de centrul său cu unghiul α_r , dar centrul rotorului descrie un cerc cu raza e , avînd centrul în punctul C_s . Folosindu-se un cuplaj elastic care să anihileze excentricitatea, un arbore solidar cu rotorul va executa o rotație în jurul axului său cu unghiul α_r , viteza de rotație fiind obținută prin împărțirea la timpul t a relației (7.134),

$$\frac{\alpha_r}{t} = - \frac{D_s - D_r}{D_r} \frac{\alpha_T}{t}, \quad \Omega_r = - \frac{1}{i} \Omega_T \quad (7.135)$$

Adică, arborele solidar cu rotorul va efectua o mișcare de rotație cu o viteză redusă față de viteza punctului de contact, într-un raport, i , dependent de diferența celor două diametre, de excentricitatea e . Cu cît excentricitatea este mai mică, cu atît viteza rotorului este mai mică. Problema care se pune este, deci, crearea unei forțe de atracție a rotorului de către stator, încît rotorul să rămînă în permanență în contact punctiform cu statorul și punctul de aplicație a acestei forțe să se deplaseze continuu pe periferia statorului. Dacă rotorul este neted, din material feromagnetic (masiv sau tole), iar statorul de asemenea — neted, posedă un cîmp învîrtitor cu o distribuție cît mai concentrată în întrefier, atunci forțele magnetice, de atracție, realizează condițiile cerute. Întrucît statorul prezintă creștături, contactul stator — rotor fiind imperfect, se realizează, aproximativ, condițiile cerute dacă se folosesc, separat de rotor și stator, căi de rulare, cu suprafețe cît mai netede și care permit rotirea excentrică a rotorului în interiorul statorului. Întrefierul stator — rotor variază între o valoare minimă — limita inferioară mecanică admisă pentru a nu se crea contactul stator — rotor, și o valoare maximă care rezultă din condiția de viteză impusă. Căile de rulare prezintă anumite proprietăți elastice, nedeformabile, atenuînd zgomotul și vibrațiile, pentru ca să se elimine posibilitățile de alunecare (patinarea). În scopul eliminării fenomenelor de alunecare și deci a păstrării vitezei (7.135), dar și din „simbolism”, s-au realizat construcții la care căile de rulare sînt sub formă unei perechi de roți dințate, dar la care se manifestă zgomote însemnate.

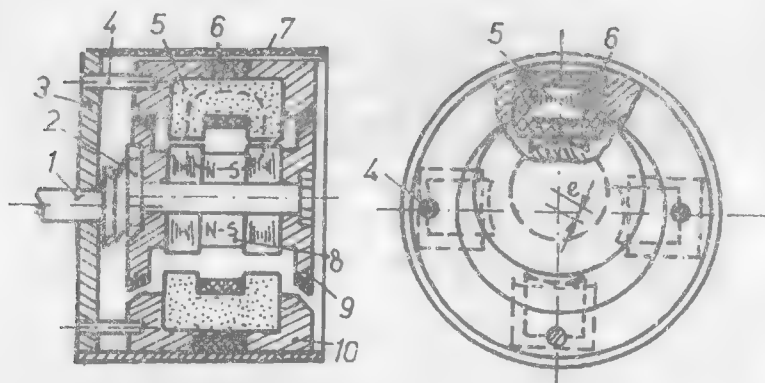


Fig. 7.36.

1. arbore exterior, 2. cuplaj elastic 3. scut, 4. șurub fixare scut, 5. miez polar statoric, 6. înfășurare statorică, 7. carcasă, 8. magnet permanent, 9. glisieră, 10. element de glisare

În fig. 7.35 este prezentată o variantă de motor cu rotor rulant interior și căi de rulare.

Pentru obținerea unei forțe de atracție cât mai concentrată, înfășurările statorului se realizează zonal (în jurul unuia sau doi dinți), iar zonele sînt conectate succesiv la rețea încît punctul de inducție maximă se rotește cu viteza unghiulară determinată de numărul de zone și de frecvența rețelei. Efectul de atracție a rotorului către stator se poate mări dacă peste cîmpul statoric se suprapune și un cîmp constant, creat de magneti permanenți, plasați convenabil în căile de rulare sau pe rotor, așa cum se observă pe varianta prezentată în fig. 7.36. Statorul sub forma a patru poli U prezintă înfășurări concentrate. Rotorul, sub forma a două pachete între care se găsește un magnet cilindric magnetizat axial, prezintă o glisieră care se menține în contact cu elementele de ghidare. Cîmpul magnetic al magnetului permanent este mult mai puternic în zona bobinei alimentate, unde întrefierul este mai mic, mărind astfel forța de atracție. Este necesar ca bobinele statorice să fie alimentate succesiv cu tensiuni, care să creeze curenți, încît sensul cîmpului magnetic al polilor să fie același și adîncimea în cîmpul magnetului permanent.

O altă variantă de motor cu rotor rulant este prezentată în fig. 7.37.

Statorul este plasat în interior și posedă un număr de 24 crestături pe periferia exterioară. Înfășurările de pe două perechi de dinți alăturați se înseriază, constituindu-se astfel 6 zone monofazate. Cele șase zone sînt alimentate de la o rețea trifazată prin intermediul unei punți trifazate, cu 6 diode, conform schemei prezentate în fig. 7.38.a.[46]

Două zone diametral opuse sînt alimentate de la aceeași fază a rețelei prin diode cu direcții contrare de conducție.

În fig. 7.38.b sînt prezentate polaritățile dinților statorici, obținute la diverse momente succesive în timp. Avînd în vedere diagrama de conducție în timp a

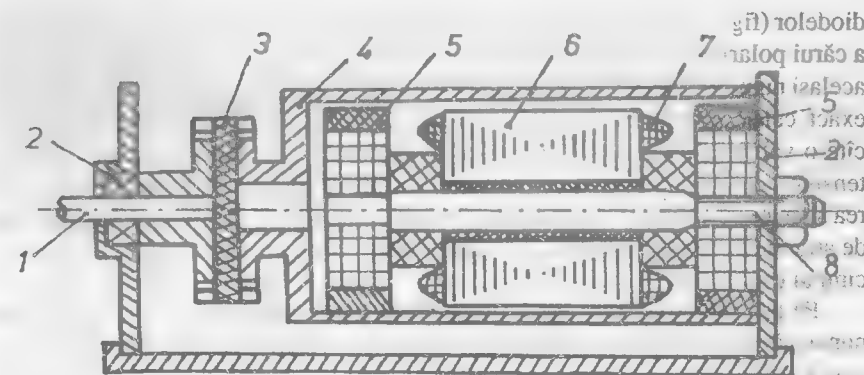


Fig. 7.37.

1. arbore, 2. scut, 3. cuplaj elastic, 4. rotor, 5. element de ghidare, 6. stator, 7. înfășurare stator, 8. șurub de fixare stator

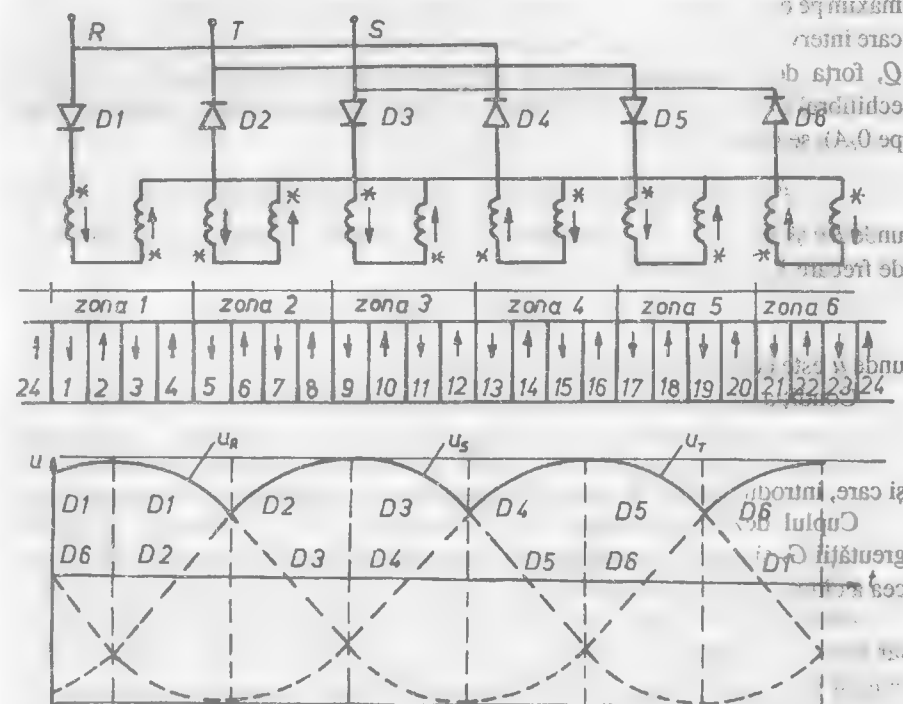


Fig. 7.38.

diodelor (fig. 7.38.c), se constată că în mașină se obține un câmp magnetic învîrtitor, a cărui polaritate se repetă după o perioadă, încît fiecare dinte constituie un pol de același nume, avînd valoarea maximă a cîmpului în axa sa o dată la o perioadă. Mai exact, cele 6 zone ale mașinii (fiecare cuprinzînd două înfășurări și 4 dinți) prezintă cîte o valoare maximă a cîmpului magnetic pe direcția axei sale la o perioadă a tensiunii de alimentare. Prezența acestui cîmp magnetic, de fapt pulsator, cu valoarea sa maximă rotitoare, conduce la atracția succesivă a rotorului către stator; forța de atracție fiind proporțională cu pătratul inducției magnetice medii în zona în care cîmpul este maxim.

Pe baza aceluiași principiu se realizează și motoarele bifazate cu rotor rulant, numai că numărul de zone este 4, de asemenea și numărul de diode folosite. În cazul cînd nu se dispune de un sistem bifazat de tensiuni de alimentare, se utilizează o sursă monofazată, iar una din faze se alimentează printr-un condensator.

7.6.2. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE A MOTOARELOR CU ROTOR RULANT

Pentru a deduce cuplul ce se manifestă asupra rotorului se vor evidenția forțele active care intervin (fig. 7.39) pentru o anumită situație concretă. Punctul de contact între statorul exterior, C_s , și rotorul interior C_r este A , iar cîmpul magnetic este maxim pe o direcție $O_r B$, care face unghiul θ cu raza punctului de contact $O_r A$. Forțele care intervin sînt: forța electromagnetică Q , forța centrifugă F_{cf} , greutatea rotorului G_r , forța de frecare F_f , reacțiunea în punctul de contact (nefigurată). Scriind echilibrul de forțe pe direcția radială $O_r A$ și respectiv tangențială (perpendiculară pe $O_r A$), se obțin:

$$R_N = Q \cos \theta - G_r \cos \alpha_T + F_{cf}, \quad R_T = Q \sin \theta + G_r \sin \alpha_T, \quad (7.136)$$

unde R_N și R_T sînt rezultantele pe cele două direcții: normală și tangențială. Forța de frecare F_f este proporțională cu R_N , adică

$$F_f = \mu \cdot R_N, \quad (7.137)$$

unde μ este coeficientul de frecare de alunecare.

Condiția de rostogolire a rotorului fără alunecare este:

$$F_f \geq R_T \quad (7.138)$$

și care, introdusă în rel. 7.136, permite determinarea unghiului θ în situație limită.

Cuplul dezvoltat de motor într-o anumită situație, în condițiile neglijării greutății G_r și a forței centrifuge F_{cf} (viteza rotorului este mult mai redusă față de cea a cîmpului), se poate deduce din modelul mecanic, prezentat în fig. 7.40.

Presupunem că statorul și rotorul sînt angrenate ideal în A (frecarea este mare), iar asupra rotorului (la periferie) se aplică un cuplu rezistent M_e orientat în sens contrar mișcării de rotație, încît față de centrul statorului se poate scrie egalitatea

$$M_e = F_e \frac{D_s}{2}, \quad (7.139)$$

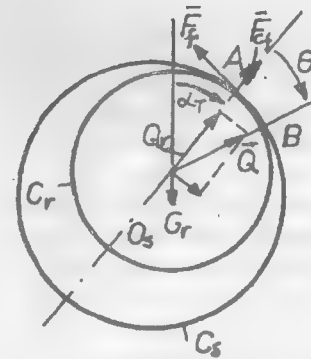


Fig. 7.39.

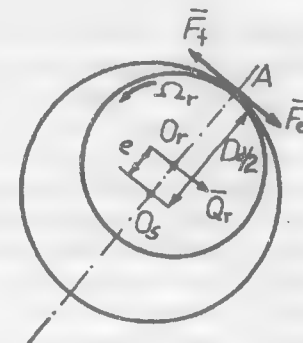


Fig. 7.40.

F_e fiind forța tangențială aplicată în A — echivalentă cuplului exterior, rezistent. Dacă cuplul exterior se aplică pe arbore, după cuplajul elastic, asupra unei șaibe de diametru D_r , atunci valoarea sa se exprimă prin relația

$$M_e = F_e' \frac{D_r}{2} \quad (7.139')$$

Cîmpul de forțe electromagnetice, creat de stator cu rezultanta Q , acționează pe direcția θ , iar componenta tangențială este

$$Q_T = Q \sin \theta \quad (7.140)$$

Față de centrul statorului, O_s , această componentă se manifestă ca un cuplu activ, fiind de fapt cuplul electromagnetic al mașinii, adică:

$$M_a = Q_T e = Q_T \frac{D_s - D_r}{2} \quad (7.141)$$

Pentru a afla relația dintre cele 2 cupluri, rezistent M_e și electromagnetic M_a , se va presupune cazul ideal cînd în motor nu există pierderi electrice sau mecanice, iar asupra rotorului acționează, pe de o parte — cuplul M_a , care realizează un aport de energie (electromagnetică), iar pe de altă parte — cuplul M_e egal și de semn contrar cuplului exterior M_e și care realizează o cedare de energie din mașină (mecanică).

Dacă se consideră un interval de timp $(0, t)$, cît rotorul face o mișcare de rotație, $\alpha_r = 2\pi$ iar centrul O_r al rotorului realizează i rotații în jurul centrului O_s , deci $\alpha_T = 2\pi i$, bilanțul energetic se scrie

$$W_a + W_e = 0 \text{ sau } \int_0^{2\pi} M_e' d\alpha_r + \int_0^{2\pi i} M_a d\alpha_T = 0, \quad (7.142)$$

adică:

$$2\pi M'_e + 2\pi i M_a = 0 \text{ sau } M'_e = -i M_a \quad (7.143)$$

La același rezultat se ajunge și dacă raportăm relațiile (7.139') și (7.141), adică:

$$\frac{M_e}{M_a} = \frac{D_r}{D_s - D_r} \frac{F'_e}{Q_T} = i \frac{F'_e}{Q_T} = i \quad (7.143')$$

în condiția cînd $F'_e = Q_T$.

Așadar, cuplul la arbore al motorului cu rotor rulant crește față de cuplul electromagnetic de i ori, iar viteza de rotație a rotorului se micșorează de i ori.

Se remarcă următoarele: dacă cuplul rezistent este nul, atunci în permanență forța Q acționează pe direcția razei punctelor A de contact; crescînd cuplul rezistent, crește unghiul θ , forța Q acționînd în avans față de raza punctelor de contact; crescînd mult cuplul rezistent, se poate ajunge la o valoare limită a lui θ încît rotorul nu mai rulează pe stator, motorul nu poate prelua sarcina. Așadar, motorul cu rotor rulant funcționează la viteză sincronă pentru cupluri rezistente de la valoarea 0 pînă la o anumită valoare maximă, dată de unghiul limită θ_{lim} . Funcție de valoarea cuplului rezistent, cuplul activ al motorului M_a este dependent de mărimea unghiului θ după o relație de forma

$$M_a = M_{a \max} \sin \theta \quad (7.144)$$

dedusă din (7.141), unde Q_T este dat de relația (7.140).

Caracteristica mecanică ideală este prezentată în fig. 7.41, dreapta 1. Pentru un cuplu rezistent variabil cu viteza după curba 2, punctul de funcționare a motorului se stabilește în A , adică rotorul se rotește la sincronism, cu viteza dată de relația (7.135). Practic, această situație se obține dacă se folosesc căi de rulare danturate, fără a fi posibilă alunecarea rotorului față de stator. În situația cînd cuplul rezistent depășește, la viteza Ω_{r0} , valoarea $M_{a \max}$, are loc blocarea rotorului. La motoarele cu căi de rulare „prin fricțiune” caracteristica $\Omega_r = f(M)$ este dată de curba 3, adică pentru un cuplu rezistent mai mare decît M_{r1} apare și o alunecare a rotorului, încît viteza sa se micșorează față de viteza sincronă, caracteristica mecanică devine moale. Pentru cuplul rezistent dat de curba 2 punctul de funcționare se deplasează în B , la o viteză $\Omega_r < \Omega_{r0}$, motorul funcționînd în regim asincron.

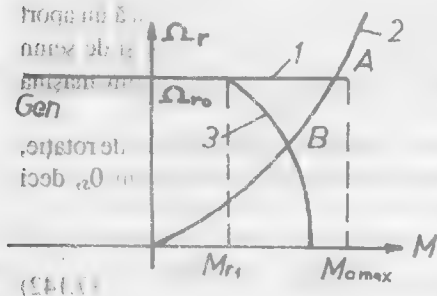


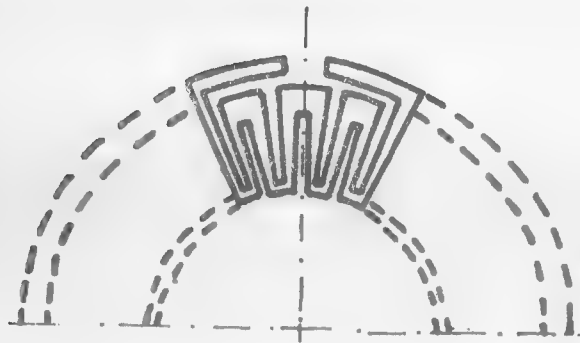
Fig. 4.41.

Reglajul vitezei motoarelor cu rotor rulant se poate face prin următoarele procedee: — modificarea frecvenței tensiunii de alimentare (însoțită și de reglajul amplitudinii pentru menținerea constantă a inducției), — modificarea fazei tensiunii aplicate la una din înfășurări în cazul motoarelor mono- sau bifazate, — modificarea amplitudinii tensiunii (reglaj eficient numai la funcționarea în asincron, cu alunecare), — modificarea cuplului suplimentar

rezistent, pe cale mecanică sau electromagnetică, — modificarea raportului de transmisie i , prin modificarea excentricității $e = (D_s - D_r)/2$, etc.

Motorul cu rotor rulant are o construcție relativ simplă, rotorul său fiind masiv sau lamelar. Calitatea sa în regim dinamic îl remarcă la acționările cu viteză mică în locul motoreductoarelor clasice. Durata de funcționare a sa este mult mai mare decît a grupurilor servomotor-reductor folosite în diverse aplicații tehnice. Curentul de pornire este redus, sursele de alimentare putînd permite un număr mare de comutări într-un anumit timp. Motoarele cu rotor rulant se pot utiliza în automatizări industriale, la acționarea echipamentelor din navigație și aeronautică, la acționări în medii cu temperaturi ridicate, cu substanțe radioactive, etc.

MAȘINI ELECTRICE SPECIALE TRADUCTOARE DE POZIȚIE



În automatică și telecomenzi este necesară evaluarea poziției la un anumit moment sau în permanență a diverselor elemente mobile, funcție de această informație luându-se decizia adecvată.

Semnalul dependent de poziție fiind o tensiune sau un curent permite o prelucrare facilă, analogică sau numerică; elementul care furnizează acest semnal fiind o micromașină electrică. În schemele de traducere a poziției unghiulare se folosesc transformatoarele rotative, care furnizează la ieșire o tensiune dependentă după o lege armonică sau liniară, de unghiul de rotire al unui element mobil, solidar cu rotorul, față de o anumită poziție de referință. Pentru evaluarea deplasărilor liniare se folosesc în ultimul timp inductosinele, care pot astfel realiza poziționarea precisă a elementelor mobile. În sistemele de urmărire la mare distanță a poziției elementelor mobile se utilizează selsinele.

8.1. TRANSFORMATOARE ROTATIVE

Transformatoarele rotative sînt mașini speciale care permit obținerea la ieșire a unor semnale — tensiuni induse, de valori efective, dependente după o lege armonică sau liniară de unghiul de rotire a rotorului față de o anumită poziție de referință. În felul acesta se poate traduce poziția unghiulară a unui element mobil, solidar cu rotorul.

8.1.1. CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE (T.R.)

Construcția T.R. este apropiată de a unei mașini asincrone cu rotor bobinat, fig. 8.1. Statorul, realizat din tole de permalloy sau oțel feromagnetic, prezintă creștături pe periferia interioară în care sînt introduse înfășurări bifazate, unghiul dintre axele lor fiind ideal, 90° . [21, 23, 44]

Capetele înfășurărilor statorice sînt conectate la 4 borne; fig. 8.2, S_1, S_2, K_1, K_2 ; înfășurarea $S_1 - S_2$ este înfășurarea statorică principală, $K_1 - K_2$ este înfășurarea statorică de compensare.

Rotorul, de asemenea lamelat, prezintă 2 înfășurări identice cu axele perpendiculare, capetele acestora fiind legate la 4 inele, pe care calcă perii, în legătură cu inelele $A_1 - A_2$ respectiv $B_1 - B_2$. Prezența sistemului perie-colector nu este obligatorie, acesta poate fi înlocuit, util fiindu-se fire flexibile de lungime convenabilă,

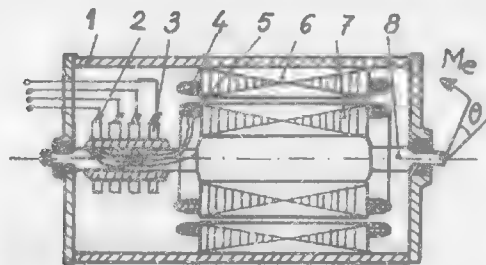


Fig. 8.1. Construcția transformatoarelor rotative

1. carcasă; 2. perie; 3. inel; 4. înfășurare statorică;
5. înfășurare rotorică; 6. miez statoric;
7. jug rotoric; 8. ax

Întrucît rotorul execută una sau cîteva rotații în timpul funcționării. Pentru reducerea numărului de contacte se pot lega împreună două capete ale înfășurării rotorice, de exemplu A_2 și B_2 .

Construcția înfășurărilor se realizează în așa fel încît inductanțele mutuale dintre înfășurările statorice și rotorice să varieze sinusoidal cu unghiul θ . Această condiție determină inducerea de tensiuni la gol în înfășurările rotorice, ale căror valori efective variază armonic cu unghiul θ în cazul alimentării înfășurării statorice S_1-S_2 la tensiune sinusoidală. În cazul cînd circuitul înfășurării K_1-K_2 este deschis, fluxul variabil creat de înfășurarea S_1-S_2 induce tensiuni în fazele rotorice ale căror valori efective sînt date de:

$$E_{AO} = E_{Am} \sin\theta; \quad E_{BO} = E_{Bm} \sin(\pi/2 - \theta) = E_{Bm} \cos\theta, \quad (8.1)$$

unde E_{Am} , E_{Bm} sînt tensiunile efective induse în gol în cele două înfășurări rotorice A_1-A_2 , B_1-B_2 cînd axele lor coincid cu axa S_1-S_2 . Pentru obținerea unui grad înalt de precizie a $T.R.$ se impune respectarea unei tehnologii superioare: ștanțare precisă a tolelor, împachetare corectă a miezurilor, eliminarea excentricităților, etc. De asemenea, se cere alegerea numărului optim de conductoare în creștături, a tipului de înfășurări, a mărimii optime a întrefierului.

8.1.2. TRANSFORMATORE ROTATIVE SINUS-COSINUS

$T.R.$ sinus-cosinus sînt destinate să transforme un semnal, primit sub forma unei deplasări unghiulare, într-un semnal electric — tensiune, de valoare efectivă proporțională cu sinusul ori cosinusul unghiului de deplasare.

În fig. 8.3 este prezentat cel mai simplu TR , avînd o înfășurare pe stator S_1-S_2 și una pe rotor A_1-A_2 . Unghiul de rotație a rotorului θ se ia în raport cu axa perpendiculară pe S_1-S_2 (axa înfășurării de compensație). Acceptînd aceeași convenție de sensuri pentru ambele înfășurări, obținem ecuațiile:

$$u_s = e_{st} + R_s i_s; \quad u_r = e_{rt} + R_r i_r \quad (8.2)$$

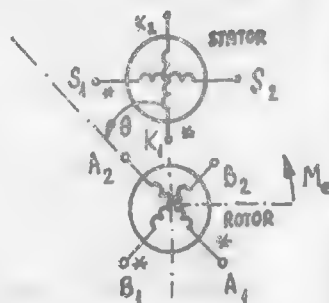


Fig. 8.2. Schema de principiu a transformatorului rotativ

unde R_s, R_r sînt rezistențele înfășurărilor, iar $e_{st} = d\Psi_s/dt$, $e_{rt} = d\Psi_r/dt$ sînt tensiuni induse, considerate prin exterior (la borne).

Fluxurile totale: statoric Ψ_s și rotoric Ψ_r sînt date de:

$$\Psi_s = L_{su} i_s + M_{sr} i_r; \quad \Psi_r = L_{ru} i_r + M_{rs} i_s, \quad (8.3)$$

unde $L_s = L_{su} + L_{sr}$, $L_r = L_{ru} + L_{rs}$ sînt sume dintre inductanțele utile și de scăpări, iar

$$M_{sr} = M_{rs} = M \sin\theta, \quad (8.4)$$

M fiind inductanța mutuală maximă dintre înfășurările S_1-S_2 și A_1-A_2 . Aceste inductanțe se pot exprima funcție de numerele de spire N_s, N_r și de reluctanța circuitului magnetic R_m ,

$$L_{su} = N_s^2/R_m, \quad L_{ru} = N_r^2/R_m, \quad M = N_s N_r / R_m \quad (8.5)$$

Trecînd la reprezentarea în complex, ecuațiile (8.2) devin:

$$\begin{cases} \underline{U}_s = \underline{E}_s + j\omega L_{su} \underline{I}_s + j\omega M \sin\theta \underline{I}_r + R_s \underline{I}_s \\ \underline{U}_r = \underline{E}_r + j\omega L_{ru} \underline{I}_r + j\omega M \sin\theta \underline{I}_s + R_r \underline{I}_r \end{cases} \quad (8.6)$$

unde $\underline{E}_s = j\omega L_{su} \underline{I}_s$; $\underline{E}_r = j\omega L_{ru} \underline{I}_r$

În cazul funcționării la gol, $\underline{I}_r = 0$, $\underline{I}_s \rightarrow \underline{I}_{s0}$, se obțin ecuațiile

$$\begin{cases} \underline{U}_s = \underline{E}_{s0} + (R_s + j\omega L_{su}) \underline{I}_{s0} \\ \underline{U}_r = j\omega M \sin\theta \underline{I}_{s0} \end{cases} \quad (8.7)$$

Întrucît $\underline{E}_{s0} = j\omega L_{su} \underline{I}_{s0}$, se poate scrie raportul tensiunilor,

$$\frac{U_s}{U_r} \approx \frac{E_{s0}}{U_r} = \frac{\omega \cdot N_s^2}{\omega N_s N_r \sin\theta} = \frac{N_s}{N_r \sin\theta} = \frac{k}{\sin\theta}, \quad k = \frac{N_s}{N_r}, \quad (8.8)$$

care depinde atît de raportul numerelor de spire, cît și de unghiul de poziție θ .

$$\text{Așadar: } U_r = \frac{1}{k} U_s \sin\theta, \quad (8.9)$$

unde k este raportul de transformare al TR obținut pentru $\theta = 90^\circ$, la fel ca la transformatoarele normale (fără întrefier).

Utilizînd raportul de transformare, se poate trece la mărimi raportate la stator, după relațiile:

$$U'_r = k U_r, \quad I'_r = \frac{1}{k} I_r, \quad R'_r = k^2 R_r, \quad X'_r = k^2 X_r, \quad L'_{r0} = k^2 L_{r0} \quad (8.10)$$

Relația (8.9) arată că la mersul în gol tensiunea obținută în rotor este dependentă sinusoidal de unghiul θ .

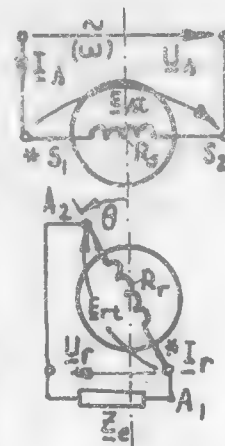


Fig. 8.3.

La funcționarea în sarcină intervin reacțiile curenților care modifică fluxul util, deci și dependența ideală (8.9), a tensiunii U_r , de unghiul θ . Dacă se înmulțește a doua ecuație din (8.6) cu N_s/N_r și se introduc rel. (8.5) și (8.10), se obțin ecuațiile

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (R_s + j\omega L_{ss})\underline{I}_s + j\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}'_r \sin\theta + j\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}_s \\ \underline{U}'_r = (R'_r + j\omega L'_{rr})\underline{I}'_r + j\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}_s \sin\theta + j\omega(N_s^2/R_m)\underline{I}'_r \end{cases} \quad (8.11)$$

Dacă se introduc reactanțele și impedanțele date de:

$$\begin{aligned} \omega \cdot L_{ss} &= X_{ss}; \quad \omega \cdot L_{su} = X_m, \\ \omega L'_{rr} &= X'_{rr}, \quad \underline{Z}_s = R_s + jX_{ss}, \quad \underline{Z}'_r = R'_r + jX'_{rr} \end{aligned} \quad (8.12)$$

precum și ecuația tensiunii pe sarcină, obținem

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (\underline{Z}_s + jX_m)\underline{I}_s + jX_m \sin\theta \underline{I}'_r \\ \underline{U}'_r = jX_m \sin\theta \underline{I}_s + (\underline{Z}'_r + jX_m)\underline{I}'_r \\ \underline{U}'_r + \underline{Z}'_e \underline{I}'_r = 0, \end{cases} \quad (8.13)$$

unde \underline{Z}'_e este impedanța de sarcină raportată la stator.

Sistemul (8.13) devine

$$\begin{cases} \underline{U}_s = (\underline{Z}_s + jX_m)\underline{I}_s + jX_m \sin\theta \underline{I}'_r \\ 0 = jX_m \sin\theta \underline{I}_s + (\underline{Z}'_r + \underline{Z}'_e + jX_m)\underline{I}'_r, \end{cases} \quad (8.14)$$

de unde se obține curentul rotoric raportat

$$\underline{I}'_r = \frac{D'_r}{D} = \frac{-jX_m \sin\theta \underline{U}_s}{(\underline{Z}_s + jX_m)(\underline{Z}'_r + \underline{Z}'_e + jX_m) + X_m^2 \sin^2\theta} \quad (8.15)$$

și tensiunea pe sarcină:

$$\underline{U}_r = \frac{\underline{U}'_r}{k} = \frac{-1}{k} \underline{Z}'_e \underline{I}'_r = \frac{(U_s \sin\theta)/k}{\left(1 - \frac{jZ_s}{X_m}\right) \left(1 + \frac{Z'_r + jX_m}{Z'_e}\right) - \frac{jX_m}{Z'_e} + \frac{jX_m}{Z'_e} \cos^2\theta} \quad (8.16)$$

Expresia (8.16) a tensiunii la bornele sarcinii cuprinde la numitor un termen în care intervine $\cos^2\theta$, încât U_r nu este proporțională cu $\sin\theta$. Intervenția termenului în $\cos^2\theta$ este cu atât mai mică cu cât Z'_e este mai mare, adică cu cât regimul de funcționare este mai apropiat de mersul în gol.

Pentru a obține o tensiune de ieșire de valoare efectivă proporțională cu cosinusul unghiului θ se utilizează pe rotor o a doua înfășurare B_1-B_2 (fig. 8.2) perpendiculară pe A_1-A_2 .

Se obține pentru tensiunea de ieșire o expresie similară cu (8.16) cu diferența că în loc de $\sin\theta$ apare $\cos\theta$.

Se poate obține o expresie a tensiunii de ieșire dependentă aproximativ liniar de $\sin\theta$ sau $\cos\theta$, dacă se efectuează o simetrizare a T.R. În acest scop se utilizează în stator o înfășurare de compensare K_1-K_2 conectată pe o impedanță convenabil

aleasă, iar înfășurările rotorice A_1-A_2 și B_1-B_2 sînt, de asemenea, conectate în sarcină (fig. 8.4). Curenții statorici și rotorici compensează efectele de reacție, modificînd numai mărimea tensiunii de ieșire, păstrînd însă dependența de unghi conform rel. (8.9). Schema din fig. 8.4 reprezintă cazul simetrizării totale atît pe stator cît și pe rotor a T.R.

Pentru deducerea ecuațiilor T.R. simetrizat se va considera cazul transformatorului raportat, adică numerele de spire ale tuturor înfășurărilor este același N_s , parametrii diverselor înfășurări modificîndu-se după relații similare cu (8.10), atunci cînd înfășurările diferă. Pentru simplificarea scrierii, în cazul general cînd se efectuează raportarea mărimilor, se va renunța la accent, subînțelegîndu-se faptul că mărimile sînt raportate.

Se procedează la fel ca la deducerea ecuațiilor (8.13), ținîndu-se seama de cuplajul mutual dintre înfășurările rotorice și statorice și se obține ecuația matricială:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_s \\ \underline{U}_k \\ \underline{U}_b \\ \underline{U}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + jX_{ss} + jX_m & 0 & jX_m \cos\theta & -jX_m \sin\theta \\ 0 & R_k + jX_{kk} + jX_m & jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta \\ jX_m \cos\theta & jX_m \sin\theta & R_b + jX_{bb} + jX_m & 0 \\ -jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta & 0 & R_a + jX_{aa} + jX_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_k \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_a \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

Se introduc notațiile:

$$R_s + jX_{ss} = \underline{Z}_s, \quad R_k + jX_{kk} = \underline{Z}_k, \quad R_a + jX_{aa} = \underline{Z}_a, \quad R_b + jX_{bb} = \underline{Z}_b, \quad (8.18)$$

se ține seama de faptul că tensiunile pe sarcini sînt:

$$U_k = -\underline{Z}_{ek} \underline{I}_k, \quad U_a = -\underline{Z}_{ea} \underline{I}_a, \quad U_b = -\underline{Z}_{eb} \underline{I}_b, \quad (8.19)$$

și se folosesc în continuare impedanțele totale, date de

$$\underline{Z}_{k1} = \underline{Z}_{ek} + \underline{Z}_k, \quad \underline{Z}_{a1} = \underline{Z}_{ea} + \underline{Z}_a, \quad \underline{Z}_{b1} = \underline{Z}_{eb} + \underline{Z}_b. \quad (8.20)$$

Ecuația (8.17) se obține acum sub forma:

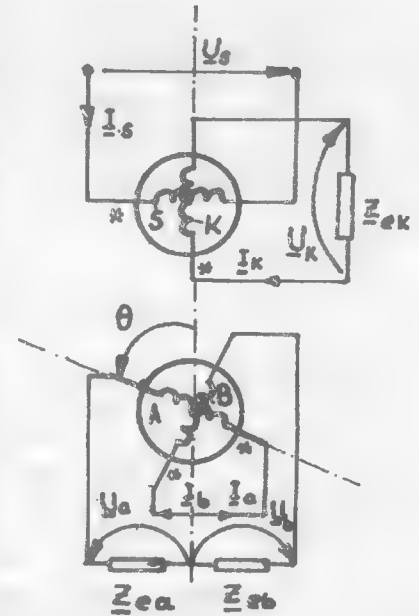


Fig. 8.4.

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_s + jX_m & 0 & jX_m \cos\theta & -jX_m \sin\theta \\ 0 & \underline{Z}_k + jX_m & jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta \\ jX_m \cos\theta & jX_m \sin\theta & \underline{Z}_b + jX_m & 0 \\ -jX_m \sin\theta & jX_m \cos\theta & 0 & \underline{Z}_a + jX_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_k \\ \underline{I}_b \\ \underline{I}_a \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

Pentru a deduce expresia tensiunii la bornele înfășurării a , de exemplu, se determină curentul \underline{I}_a din rel. (8.21), adică

$$\underline{I}_a = \underline{D}_a / \underline{D}, \quad (8.22)$$

unde

$$\begin{aligned} \underline{D}_a &= jX_m \sin\theta \left[X_m^2 + (\underline{Z}_k + jX_m)(\underline{Z}_b + jX_m) \right] \underline{U}_s \\ \underline{D} &= X_m^4 + X_m^2 \left[(\underline{Z}_k + jX_m)(\underline{Z}_b + jX_m) + (\underline{Z}_s + jX_m)(\underline{Z}_a + jX_m) \right] + \\ &\quad + (\underline{Z}_s + jX_m) \cdot (\underline{Z}_k + jX_m)(\underline{Z}_a + jX_m)(\underline{Z}_b + jX_m) + \\ &\quad + X_m^2 \cos^2\theta (\underline{Z}_a - \underline{Z}_b)(\underline{Z}_k - \underline{Z}_s) \end{aligned} \quad (8.23)$$

Introducând și notațiile:

$$\underline{Z}_s + jX_m = \underline{Z}_s, \quad \underline{Z}_k + jX_m = \underline{Z}_K, \quad \underline{Z}_a + jX_m = \underline{Z}_A, \quad \underline{Z}_b + jX_m = \underline{Z}_B, \quad (8.24)$$

expresia tensiunii la bornele înfășurării a este

$$\underline{U}_a = -\underline{Z}_{ea} \underline{I}_a = \frac{\underline{U}_s \sin\theta}{\frac{j(X_m^2 + \underline{Z}_s \underline{Z}_A)}{X_m \underline{Z}_{ea}} + \frac{jX_m(\underline{Z}_s - \underline{Z}_K)(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A) \cos^2\theta}{\underline{Z}_{ea}(X_m^2 + \underline{Z}_K \underline{Z}_B)}}, \quad (8.25)$$

iar expresia curentului absorbit de înfășurarea statorică s

$$\underline{I}_s = \underline{U}_s \frac{X_m^2(\underline{Z}_A + \underline{Z}_B) + \underline{Z}_A \underline{Z}_B \underline{Z}_K + X_m^2(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A) \cos^2\theta}{(X_m^2 + \underline{Z}_A \underline{Z}_s)(X_m^2 + \underline{Z}_B \underline{Z}_K) + X_m^2(\underline{Z}_B - \underline{Z}_A)(\underline{Z}_s - \underline{Z}_K) \cos^2\theta} \quad (8.26)$$

Din relațiile (8.25) și (8.26) se deduc următoarele:

Tensiunea în sarcină, \underline{U}_a , variază după o lege ideală (8.9), de unghiul θ , dacă este îndeplinită una din condițiile:

$$a) \underline{Z}_s = \underline{Z}_K, \quad b) \underline{Z}_B = \underline{Z}_A \text{ sau } a) \underline{Z}_s = \underline{Z}_k + \underline{Z}_{ek}, \quad b) \underline{Z}_b + \underline{Z}_{eb} = \underline{Z}_a + \underline{Z}_{ea} \quad (8.27)$$

adică este posibilă o simetrizare numai pe stator, a) sau numai pe rotor, b).

Simetrizarea pe stator sau pe rotor este posibilă pentru o anumită impedanță de sarcină, întrucât condițiile de mai sus se referă la impedanțele proprii ale înfășurărilor și la impedanțele conectate în exterior. Pentru un anumit receptor \underline{Z}_{ea} , de exemplu, este necesară introducerea unei impedanțe în cea de a doua înfășurare rotorică, \underline{Z}_{eb} , care să realizeze condiția (8.27). În practică se utilizează simetrizarea totală a $T.R.$, atât pe stator cât și pe rotor, întrucât micile abateri de la condițiile ideale (8.27) conduc la erori mici, în ceea ce privește variația armonică a tensiunii cu unghiul θ .

Îndeplinirea condiției (8.27.b) conduce la păstrarea constantă a valorii curentului absorbit \underline{I}_s , întrucât ambii termeni dependenți de unghiul θ din expresia (8.26) a curentului se anulează.

Dacă se realizează numai condiția (8.27.a), termenul de la numărător nu se anulează, curentul \underline{I}_s depinzând de unghiul θ .

O reducere a erorilor $T.R.$ se realizează atunci când toate înfășurările au parametri de valori apropiate.

În cazul simetrizării complete a $T.R.$ expresia (8.25) a tensiunii se poate scrie:

$$\underline{U}_a = \frac{-\underline{U}_s \sin\theta}{1 + \frac{\underline{Z}_a + \underline{Z}_s}{\underline{Z}_{ea}} - j \frac{\underline{Z}_s}{X_m} \left(1 + \frac{\underline{Z}_a}{\underline{Z}_{ea}} \right)} \quad (8.28)$$

Valoarea efectivă a acestei tensiuni este cu atât mai mare cu cât impedanța de sarcină \underline{Z}_{ea} este mai mare în raport cu impedanțele proprii ale înfășurărilor, $\underline{Z}_a, \underline{Z}_s$, și cu cât X_m este mai mare. Această condiție conduce la căderi mici ale tensiunii secundare în sarcină. În cazul utilizării unor amplificatoare electronice, căderea de tensiune poate fi compensată, interesând în mod deosebit obținerea dependenței ideale (8.9) a tensiunii de unghiul θ .

În mod analog se poate deduce și expresia tensiunii \underline{U}_b , obținându-se o relație similară cu (8.25), dar în care în loc de $\sin\theta$ apare $\cos\theta$ și reciproc, adică tensiunea \underline{U}_b variază cosinusoidal cu unghiul θ .

Dacă se conectează în cascadă mai multe transformatoare sinus sau cosinus, se pot obține tensiuni de ieșire de forma: $\sin\theta_1 \cdot \cos\theta_2 \cdot \sin\theta_3 \dots \underline{U}_s$. Avînd în vedere faptul că apar căderi de tensiune în fiecare etaj al grupării, practic numărul $T.R.$ se limitează la patru.

8.1.3. TRANSFORMATORE ROTATIVE LINIARE

$T.R.$ liniare sînt destinate transformării unui semnal-deplasare unghiulară într-un semnal-tensiune electrică, între aceste semnale fiind o relație de proporționalitate, adică

$$\underline{U}_a = c_1 \theta \quad (8.29)$$

$T.R.$ sinus-cosinus furnizează semnale de forma:

$$\underline{U}_a = c_1 \sin\theta \quad (8.30)$$

Așadar, trebuie găsită o conexiune a înfășurărilor $T.R.$ încît dependența (8.30) să fie modificată în (8.29) și valabilă pentru unghiuri $\theta \in (\theta, \theta_m)$, unde θ_m este o valoare maximă impusă de tipul de aplicație ($60^\circ + 80^\circ$).

Se poate face raționamentul următor:

Funcția subunitară $\frac{\sin\theta}{\theta}$ se scrie sub forma $\frac{\alpha + \cos\theta}{\alpha + 1}$; evident existînd egalitatea

$$\text{pentru } \theta = 0 \left(\lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\sin\theta}{\theta} = 1 \right).$$

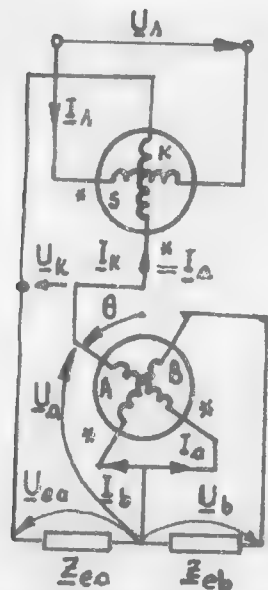


Fig. 8.5.

Schema de conexiuni a unui T.R. liniar este prezentată în fig. 8.5. Ecuațiile T.R. liniar se deduc din (8.17), adică

$$\begin{cases} U_s = (Z_s + jX_m)I_s + jX_m \cos\theta I_b - jX_m \sin\theta I_a \\ U_k = (Z_k + jX_m)I_a + jX_m \sin\theta I_b + jX_m \cos\theta I_a \\ U_b = jX_m \cos\theta I_s + jX_m \sin\theta I_a + (Z_b + jX_m)I_b \\ U_a = -jX_m \sin\theta I_s + jX_m \cos\theta I_a + (Z_a + jX_m)I_a \end{cases} \quad (8.35)$$

unde s-a introdus relația $I_a = I_k$

De asemenea, se ține seama că:

$$U_b = -Z_{eb} I_b, \quad U_a + U_k - U_{ea} = 0; \quad U_{ea} = -Z_{ea} I_a \quad (8.36)$$

Adunînd ecuațiile a doua și a patra din (8.35) și ținînd seama de (8.36), se obține sistemul:

$$\begin{vmatrix} U_s \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_s & jX_m \cos\theta & -jX_m \sin\theta \\ jX_m \cos\theta & Z_b & jX_m \sin\theta \\ -jX_m \sin\theta & jX_m \sin\theta & Z_{AK} + 2jX_m \cos\theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_s \\ I_b \\ I_a \end{vmatrix} \quad (8.37)$$

unde s-au folosit notațiile (8.18), (8.20), (8.24) și

$$Z_{AK} = Z_a + Z_k + Z_{ea} + 2jX_m \quad (8.38)$$

Curentul I_a are expresia

Urmează să fie determinat α , care conduce la egalitatea celor două funcții, adică

$$\frac{\sin\theta}{\theta} = \frac{\alpha + \cos\theta}{\alpha + 1}; \quad \alpha = \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{\theta - \sin\theta} \quad (8.31)$$

Trecînd la limita pentru $\theta \rightarrow 0$, se obține:

$$\alpha = \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{\theta - \sin\theta} = \frac{\theta \sin\theta}{1 - \cos\theta} = 2 \quad (8.32)$$

Cu notația $c = 1/\alpha$, se obține egalitatea aproximativă

$$\frac{\sin\theta}{\theta} = \frac{1 + c \cos\theta}{1 + c} \text{ sau } \frac{\theta}{1 + c} = \frac{\sin\theta}{1 + c \cos\theta}, \quad c = 1/2 \quad (8.33)$$

Așadar, un T.R. liniar trebuie să îndeplinească condiția

$$U_a = k \frac{\sin\theta}{1 + c \cos\theta} = k_1 \theta, \quad c \approx 0,5 \quad (8.34)$$

$$\begin{cases} I_a = D_a/D, \quad D_a = U_s X_m (jZ_B - X_m \cos\theta) \sin\theta, \\ D = Z_s Z_B Z_{AK} + (Z_s + Z_B) X_m^2 + 2j X_m (X_m^2 + Z_s Z_B) \cos\theta + \\ + X_m^2 (Z_{AK} - Z_s - Z_B) \cos^2\theta \end{cases} \quad (8.39)$$

Tensiunea la bornele sarcinii Z_{ea} este:

$$U_{ea} = -Z_{ea} I_a = -Z_{ea} D_a/D \quad (8.40)$$

Avînd în vedere rel. (8.39), forma expresiei tensiunii U_{ea} este similară cu (8.34), dacă D_a și D se simplifică prin binomul $jZ_B - X_m \cos\theta$ care este diferit de zero.

Expresia lui D este un trinom în raport cu $X_m \cos\theta$ și D se divide prin binomul de mai sus, dacă pentru $X_m \cos\theta = jZ_B$ rezultă $D = 0$, adică:

$$(Z_B^2 - Z_B Z_{AK} - X_m^2) (Z_B - Z_s) = 0 \quad (8.41)$$

a) Pentru:

$$Z_{AK} = Z_B - X_m^2/Z_B \quad (8.42)$$

sau

$$Z_k + Z_a + Z_{ea} + 2jX_m = (Z_b + Z_{eb} + jX_m) - X_m^2/(Z_b + Z_{eb} + jX_m)$$

rezultă

$$Z_k + Z_a + Z_{ea} = (Z_b + Z_{eb})^2/(Z_b + Z_{eb} + jX_m), \quad (8.43)$$

adică, dacă se alege convenabil impedanțele exterioare, atunci expresia tensiunii U_{ea} este:

$$U_{ea} = \frac{U_s}{j(X_m^2 + Z_s Z_B)} \cdot \frac{\sin\theta}{\left(1 + \frac{jX_m}{Z_B} \cos\theta\right)} = k \frac{\sin\theta}{1 + c \cos\theta} \quad (8.44)$$

Forma tensiunii U_{ea} este (8.34). Se mai cere ca

$$c = \frac{jX_m}{Z_b + Z_{eb} + jX_m} \approx 0,5,$$

condiție care se obține alegînd convenabil impedanța exterioară

$$Z_{eb} + Z_b \approx jX_m$$

b) Pentru $Z_B = Z_s$, expresia tensiunii U_{ea} devine

$$U_{ea} = \frac{U_s}{j(2X_m^2 + Z_B Z_{AK})} \cdot \frac{\sin\theta}{1 + \frac{(Z_{AK} - 2Z_B) X_m}{j(2X_m^2 + Z_B Z_{AK})} \cos\theta}, \quad (8.45)$$

adică o formă similară cu (8.34), dacă se alege convenabil impedanța Z_{AK} .

Se mai pot realiza și alte scheme de T.R. liniare, asemănătoare cu schema prezentată în fig. 8.5, de exemplu, dacă se înseriază înfășurarea statorică S cu înfășurarea rotorică A și se alimentează apoi de la rețea prin intermediul unei impedanțe Z_{ea} , iar înfășurările K și B sînt închise pe impedanțe externe Z_{ek} și Z_{eb} , iar tensiunea de ieșire se ia de pe impedanța Z_{eb} . În acest caz tensiunea de ieșire nu este influențată de valoarea sarcinii, depinzînd liniar de unghiul θ .

8.1.4. ERORILE TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE

Construcția înfășurărilor statorice și rotorice influențează în cea mai mare măsură erorile T.R.

În cazul general, solenația statorică creată de înfășurarea S realizează o distribuție a inducției magnetice în întrefier, care se exprimă printr-o serie Fourier. Înfășurările statorice și rotorice, executate la fel, fiind repartizate și realizate cu pas scurtat, vor determina inducerea numai a acelor tensiuni pentru care coeficientul de bobinaj va fi diferit de zero. Se poate adopta o scurtare a pasului la stator care să anuleze o anumită armonică și o altă scurtare a pasului la rotor care să anuleze altă armonică, în acest caz în tensiunea indusă în rotor vor dispărea ambele armonici.

În afară de alegerea pașilor înfășurării, se pot obține rezultate bune și dacă se adoptă o repartitie variată a numărului de conductoare în creștături, atât pe stator cît și pe rotor. În practică, se obțin erori care nu depășesc 0,05%, dacă se folosesc următoarele combinații:

- Ambele înfășurări au o repartitie dreptunghiulară incompletă a conductoarelor,
- Una din înfășurări are repartitie dreptunghiulară incompletă, iar cealaltă repartitie trapezoidală.
- Ambele înfășurări au repartitie trapezoidală a conductoarelor.

De regulă, transformatoarele rotative au numărul de poli $2p = 2$ și numărul de faze $m = 2$, rezultă că numărul de creștături Z este multiplu de 4.

Cea mai simplă înfășurare este cea cu repartitie dreptunghiulară completă a conductoarelor, deoarece se poate executa într-un singur strat cu numere egale de conductoare în creștături. Înfășurarea cu repartitie triunghiulară conține numere diferite de conductoare în creștături, care de obicei sînt proporționale cu numerele naturale 1, 2, 3, ... Combinațiile a , b , c expuse mai sus se pot obține din aceste două tipuri de înfășurări.

În fig. 8.6.a se prezintă o înfășurare pentru un număr de creștături $Z = 20$. Pentru simplificare s-a repartizat numai o fază, care ocupă jumătate din creștăturile armăturii (cele care cuprind numai numerele impare). Înfășurarea este în două straturi, cu numere egale de spire în ambele mănunchiuri, în fiecare creștătură sînt două mănunchiuri (de ducere și de întoarcere). Pasul înfășurării este $Y_1 = (8/10)\tau = (4/5)\tau$, ceea ce asigură anularea armonicii 5 a tensiunii induse. Sub înfășurare s-au repartizat sensurile curenților prin mănunchiuri (B), după care urmează curbele repartitiei conductoarelor (păturii de curent) din cele două straturi A_1 , respectiv A_2 (C). Aceste repartitii sînt dreptunghiulare, dar decalate cu o creștătură, din cauza adoptării unor legături inversate pentru jumătate din totalul

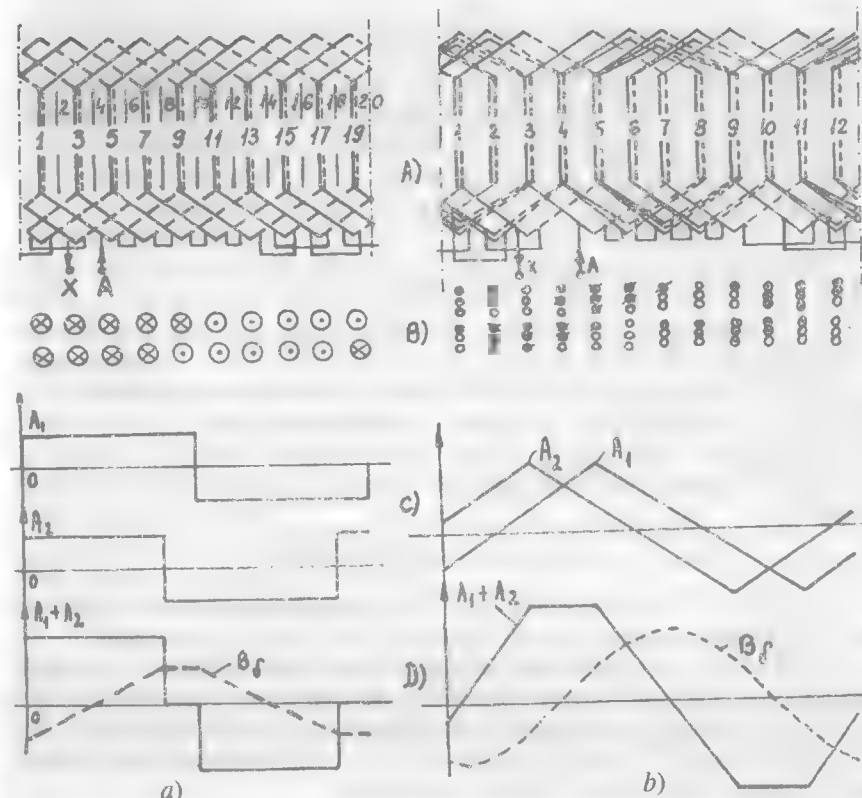


Fig. 8.6.

secțiilor. Pătura de curent rezultantă (D), obținută prin sumarea punct cu punct a ordonatelor A_1 și A_2 , are o distribuție dreptunghiulară incompletă.

Cea de a doua fază de pe aceeași armătură are o distribuție identică numai că ocupă creștăturile pare, iar începutul B se găsește decalat cu $90^\circ_{el.} = 360^\circ/4$, adică $20/4 = 5$ creștături, deci în creștătura 6.

În fig. 8.6. b s-a reprezentat o fază a unei armături cu 12 creștături. Fiecare creștătură cuprinde 6 mănunchiuri. Faza A cuprinde privitor la mănunchiurile de ducere: un mănunchi în creștătura 3, două mănunchiuri în creștătura 4, trei mănunchiuri în 5, apoi două în 6, unu în 7 și zero în 8, distribuția reluîndu-se. Se poate considera că distribuția conductoarelor este triunghiulară, reprezentată prin dependențele A_1 (un strat), A_2 (al doilea strat). Deoarece jumătate din înfășurare are legăturile de înseriere inverse, se obține o distribuție rezultantă a conductoarelor (păturii de curent) sub forma unui trapez $A_1 + A_2$, fig. 8.6.b, (D).

Repartitia sub formă de dreptunghi incomplet a conductoarelor creează o distribuție a inducției în întrefier, B_δ , sub forma unui trapez, iar repartitia sub formă de trapez a conductoarelor creează o distribuție a inducției B_δ sub forma a două

drepte racordate prin 2 arce de parabolă. Menționăm că este vorba de repartitia inducției în întrefier la un moment dat, când curentul prin înfășurare are o anumită valoare, de exemplu valoarea sa maximă într-un anumit sens. Aceste repartiții ale inducției sînt avantajoase, conducînd la valori mai mici ale armonicilor tensiunii induse, spre deosebire, de exemplu, de cazul cînd înfășurarea are o distribuție dreptunghiulară completă, cu conținut mare de armonici superioare.

Revenind la înfășurarea din fig. 8.6. b, se constată că pasul este $Y_1 = (4/6)\tau$, adică înfășurarea asigură, datorită scurtării pasului, anularea armonicilor 3 a tensiunii induse. Se precizează faptul că a doua înfășurare a armăturii se distribuie în aceleași creștături, în spațiile rămase libere, iar repartitia conductoarelor este aceeași ca la prima înfășurare, numai că este decalată cu $90^\circ = 360^\circ/4$, adică $12/4 = 3$ creștături.

Distribuția conductoarelor pe periferie nu este în realitate cea prezentată în fig. 8.6. b, ci în trepte, fapt care conduce la apariția unor armonici superioare în tensiunile induse. Deoarece atît statorul cît și rotorul prezintă dinți, reducerea armonicilor de dantură se realizează dacă numerele de creștături îndeplinesc condițiile:

$$Z_S \neq Z_R; Z_S \neq Z_R \pm 2p, p = 1 \quad (8.46)$$

Armonicile de dantură se reduc, dacă se înclină creștăturile rotorice cel puțin cu un pas dentar statoric.

O altă cauză a apariției de armonici superioare este neliniaritatea circuitului magnetic. La inducții mari apare saturația, de aceea se proiectează mașina alegînd inducții sub valoarea celei corespunzătoare cotului de saturație. La inducții mici apare neliniaritatea din zona originii curbei $B = f(H)$. Aceasta se poate înlătura, dacă se folosesc materiale de calitate — permalloy.

Alegerea unui întrefier mărit conduce, de asemenea, la micșorarea armonicilor din curba tensiunii de ieșire.

Erorile tehnologice pot apărea din cauza excentricităților constructive inerente, a asimetriei circuitului magnetic, impreciziei ștanțării tolelor, nerespectării cuadraturii dintre înfășurări, scurtcircuitării tolelor, etc. O măsură constructivă acceptată este cea a decalării consecutive a tolelor cu cîte un dinte, atunci cînd se realizează împachetarea. Existența acestor erori are ca urmare inducerea, în înfășurarea de lucru, a unei tensiuni reziduale cu două componente: una în fază cu tensiunea de ieșire și alta în cuadratură. Prima componentă se poate compensa dacă se deplasează inițial rotorul cu un unghi $\Delta\theta$ față de poziția de zero — ideală, în schimb cea de a doua componentă nu se poate compensa ușor.

Modificarea parametrilor funcționali ai mașinii: temperatura de lucru, frecvența rețelei, tensiunea de alimentare etc., care conduce la variația rezistențelor, reactanțelor sau stării de saturație a mașinii introduce o serie de erori a căror compensare nu este ușor de realizat în practică.

Mărimea erorilor diferențiază transformatoarele rotative în clase de precizie, determinate prin eroarea relativă maximă, în procente față de tensiunea de ieșire maximă. Firmele constructoare indică și valoarea tensiunii reziduale în mV sau în procente.

8.1.5. APLICAȚII ALE TRANSFORMATOARELOR ROTATIVE

Aplicațiile TR sinus-cosinus decurg din proprietatea acestora de a furniza la ieșire semnale de valori efective dependente armonic de unghiul de poziție.

T.R. se pot folosi la efectuarea unor operații vectoriale, de exemplu la descompunerea unui vector în componentele sale (fig. 8.7). Vectorul care trebuie descompus, caracterizat prin modulul $|V| = k U_s$ și prin argumentul θ , se descompune în componentele sale:

$$U_A = k U_s \sin\theta, \quad U_B = k U_s \cos\theta,$$

obținute la ieșire, în cele două înfășurări secundare.

În principiu, este posibilă și operația inversă, de obținere a modulului și argumentului unui vector, pornind de la componentele sale, dar schema devine mai complicată.

Utilizate în scheme cu servomotoare și amplificatoare, T.R. pot genera diverse funcții trigonometrice. [13]

De exemplu, funcția „arcsin” se poate genera utilizînd schema din fig. 8.8. a. Semnalul de intrare (variabila independentă) este U .

Atît timp cît $U > k U_s \sin\theta$ semnalul de eroare este amplificat, transmis motorului; la ieșirea din reductor se obține unghiul de rotire θ , iar la echilibru trebuie ca: $U = k U_s \sin\theta$, adică

$$\theta = \arcsin \frac{U}{k U_s} \quad (8.47)$$

Funcția tangentă se poate genera (ca semnal electric) cu schema din fig. 8.8. b. Tensiunea obținută în înfășurarea secundară A este:

$$U_a = k_t (U_0 \sin\theta - U \cos\theta) = \varepsilon \quad (8.48)$$

În condițiile cînd amplificatorul are un factor de amplificare foarte mare, se poate considera $\varepsilon \approx 0$ și rezultă

$$\tan\theta = U/U_0, \quad U = U_0 \tan\theta \quad (8.49)$$

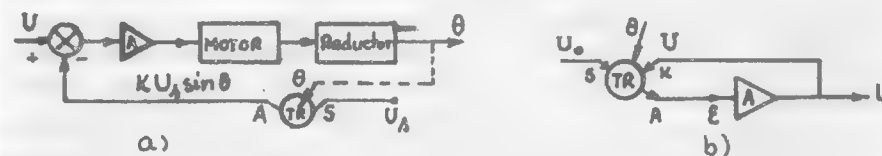


Fig. 8.8.

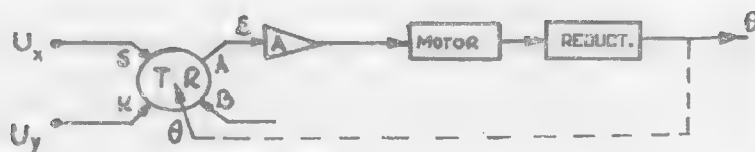


Fig. 8.9.

Pentru generarea funcției \arctg se utilizează schema din fig. 8.9. Se aplică înfășurărilor statorice S și K tensiunile U_x respectiv U_y . În înfășurarea rotorică A se obține tensiunea:

$$U_a = k_t (U_x \sin \theta - U_y \cos \theta) = k_t \sqrt{U_x^2 + U_y^2} \sin \left(\theta - \arctg \frac{U_y}{U_x} \right) \quad (8.50)$$

Considerînd amplificatorul A avînd factorul de amplificare foarte mare, rezultă:

$$U_a = \varepsilon \rightarrow 0, \quad \theta = \arctg \frac{U_y}{U_x} = \arctg \frac{U_y}{U_x} \quad (8.51)$$

Dacă se ia $U_x = U_0$ — tensiune de referință, rezultă θ ca o funcție \arctg de tensiunea U_y .

Această schemă permite și rezolvarea problemei compunerii unui vector plecînd de la proiecțiile sale. Astfel, aplicînd componentele vectorului U_x și U_y celor două înfășurări statorice, unghiul de rotire θ determină tocmai direcția vectorului, iar tensiunea indusă în înfășurarea B este

$$U_b = k_t (U_x \cos \theta + U_y \sin \theta) = k_t \sqrt{U_x^2 + U_y^2} \cdot \cos \left(\theta - \arctg \frac{U_y}{U_x} \right) = k_t \sqrt{U_x^2 + U_y^2} \quad (8.52)$$

(întrucît $\cos \left(\theta - \arctg \frac{U_y}{U_x} \right) = 1$), adică tocmai modulul vectorului.

Transformatoarele rotative se pot utiliza și în sisteme automate de poziționare unghiulară. În acest caz se utilizează două $T.R.$, unul emițător TRE și altul receptor TRR , conectate conform Fig. 8.10. Înfășurarea A_1 a TRE se alimentează de la o sursă de $f = 400$ sau 500 Hz, cu tensiunea de referință U_0 . Pentru o anumită poziție a rotorului TRE , evidențiată prin unghiul θ_e , în înfășurările K_e și S_e se induc tensiuni dependente de θ_e . Dacă rotorul TRR face un anumit unghi $\theta_r \neq \theta_e$ (în raport cu înfășurarea S_r), atunci curenții care circulă prin înfășurările statorice $K_e - K_r$, respectiv $S_e - S_r$, vor crea un flux care va induce tensiuni în înfășurările A_2 și B_2 dependente de unghiurile θ_r și θ_e . În cazul cînd $\theta_e = \theta_r$, atunci fluxul rezultat în TRR va induce o tensiune maximă în înfășurarea A_2 (care ocupă o poziție identică cu A_1 în TRE) și o tensiune nulă în înfășurarea B_2 . Se poate aprecia că tensiunea indusă U_{b2} este:

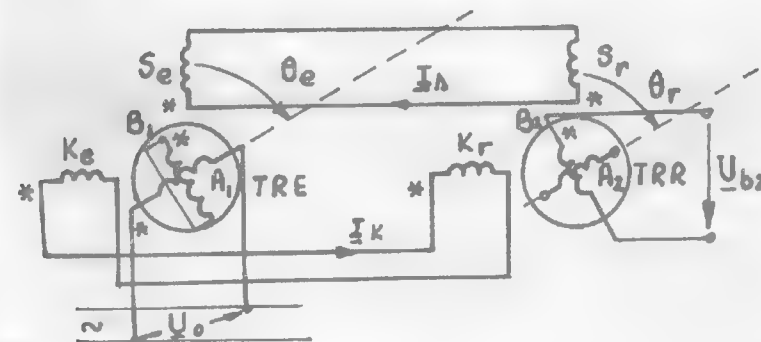


Fig. 8.10.

$$U_{b2} \approx U_0 \sin(\theta_e - \theta_r) = U_0 \sin \theta \quad (8.53)$$

În cazul funcționării TR într-un sistem automat de poziționare, TRR are rotorul fixat pe axul de ieșire a reductorului, iar tensiunea U_{b2} se aplică la intrarea unui amplificator care alimentează motorul al cărui arbore este cuplat la intrarea în reductor. Cînd $\theta_e = \theta_r$, $U_{b2} = 0$. Dacă la postul de emisie se modifică θ_e , atunci $\theta_e \neq \theta_r$, $U_{b2} \neq 0$ deci motorul va acționa în așa fel încît rotorul TRR să ajungă în poziția pentru care $\theta_e = \theta_r$. Evident acest sistem lucrează stabil numai dacă $|\theta_e - \theta_r| < 90^\circ$. Practic nu se ajunge în permanență la o poziționare precisă, unghiul de dezacord $|\theta_e - \theta_r|$ rămînînd la valori de ordinul $15 - 30$ min. Există sisteme perfecționate care reduc aceste erori, dar care folosesc două canale de transmitere a informațiilor: unul grosier și altul fin [13]. Se poate ajunge astfel la precizii de ordinul zecimilor de minut.

8.2. SELSINE

8.2.1. GENERALITĂȚI

Selsinele se utilizează pentru transmisia sincronă a mișcărilor a două sau mai multe elemente mobile între care nu există legătură mecanică. În cazul cel mai simplu de transmisie sincronă se utilizează două asemenea mașini, una cuplată mecanic cu axul care furnizează mișcarea (rotirea), numită selsin emițător, și alta cuplată la axul care trebuie să reproducă mișcarea, numită selsin receptor. Sistemul de urmărire sincronă lucrează astfel încît la rotirea rotorului selsinului emițător cu un unghi θ_e , rotorul selsinului receptor trebuie să se rotească cu un unghi θ_r , în așa fel încît, ideal, diferența dintre aceste unghiuri să fie nulă.

Sistemele de urmărire sincronă realizează transmiterea la distanță a unghiurilor (poziției) sau a vitezelor de rotație. Selsinele lucrează în două regimuri de bază: **regimul de indicator** (fig. 8.11. a) și **regimul de transformator** (fig. 8.11. b).

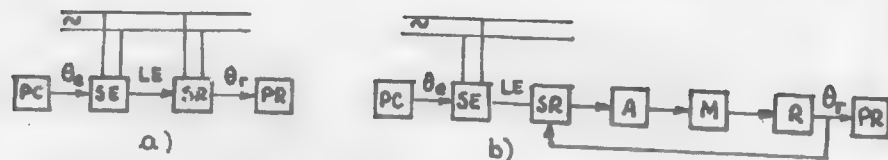


Fig. 8.11.

În regimul de indicator, unghiul θ_e comandat de la punctul de comandă PC se aplică mecanic rotorului selsinului emițător SE. Statorul SE, conectat printr-o linie electrică, LE, cu cel al selsinului receptor SR, furnizează acestuia din urmă informația, care se obține sub forma unui unghi de rotire θ_r a rotorului, transmisă punctului de recepție PR. Se constată că în acest caz, rotoarele celor două selsine sînt alimentate de la aceeași rețea monofazată. Diferența dintre cele două unghiuri θ_e și θ_r este nulă în cazul ideal cînd cuplul rezistent la axul SR este nul.

În regimul de transformator, unghiul θ_e este trimis rotorului SE. Prin linia electrică trifazată LE circulă curenți, care, prin fluxul rezultat al statorului SR, induc o tensiune în înfășurarea monofazată rotorică a acestuia, dependentă de θ_e (asemănătoare cu cea înfășurată la transformatoarele rotative) și care este aplicată la intrarea amplificatorului A, la a cărui ieșire este conectat motorul M, cuplat mecanic cu reductorul R. Axul de ieșire a reductorului este cuplat cu rotorul SR, încît unghiul de rotire θ_r conduce la micșorarea diferenței $\theta_e - \theta_r$, rotorul selsinului receptor rotindu-se, încît ideal această diferență să devină nulă, adică sarcina, conectată de asemenea pe axul reductorului la PR, efectuează rotirea cu unghiul $\theta_r \approx \theta_e$. Regimul de transformator se utilizează, cînd unghiul de rotire comandat θ_e trebuie transmis la distanță unui mecanism care posedă un cuplu rezistent mare pe arbore (la sisteme de urmărire).

Mai există încă un regim de funcționare a selsinului, regimul diferențial, care se utilizează atunci cînd la punctul receptor trebuie să se obțină un unghi de rotire dat de suma sau diferența dintre θ_e și un alt unghi θ_d — de corecție. În acest caz se utilizează între SE și SR un alt selsin — diferențial cu înfășurări trifazate atît pe stator cît și pe rotor și al cărui rotor este rotit cu unghiul $\pm \theta_d$ față de o poziție de referință.

8.2.2. CONSTRUCȚIA SELSINELOR

Selsinele posedă două înfășurări: una primară sau de excitație, iar a doua — secundară sau de sincronizare. În funcție de numărul de faze ale înfășurării de excitație selsinele pot fi monofazate sau trifazate; în ceea ce privește înfășurarea de sincronizare la ambele tipuri aceasta este trifazată. Selsinele trifazate au o construcție similară cu a motoarelor asincrone trifazate cu rotor bobinat (cu trei inele de contact) și sînt utilizate în schema de arbore electric.

În sistemele automate se utilizează selsine monofazate în variantele: cu contacte alunecătoare și fără contacte alunecătoare.

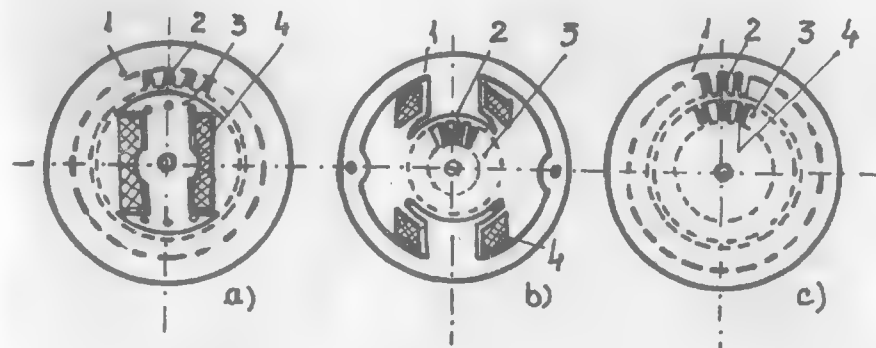


Fig. 8.12.

1 — stator; 2 — înfășurare de sincronizare; 3 — rotor; 4 — înfășurare de excitație.

Fenomenele care se petrec în selsine nu depind de dispunerea celor două înfășurări: pe rotor sau pe stator. Cel mai frecvent, înfășurarea de sincronizare este plasată pe stator, iar înfășurarea de excitație — pe rotor (pentru micșorarea numărului de contacte alunecătoare și creșterea siguranței în funcționare).

Selsinele monofazate cu contacte pot fi cu poli aparenti (în regim indicator) sau cu poli înecați (în regim transformator). La selsinele cu poli aparenti înfășurarea monofazată este concentrată, plasată pe rotor (fig. 8.12. a), sau pe stator (fig. 8.12. b).

La selsinele cu poli înecați înfășurarea monofazată de excitație este distribuită și plasată în creștături semiînchise, pe rotor (fig. 8.12. c) (sau pe stator).

Înfășurarea de sincronizare este totdeauna distribuită (sinusoidală), plasată în creștături corespunzătoare pe stator sau pe rotor, fazele fiind conectate în stea. În scopul diminuării armonicilor cîmpului magnetic în întrefier se realizează o înclinare a creștăturilor pe generatoare cu un dinte. De obicei selsinele sînt mașini bipolare (fig. 8.13). Atît statorul cît și rotorul sînt realizate din tole izolate de calitate deosebită. Pentru creșterea siguranței în funcționare a contactelor și micșorarea

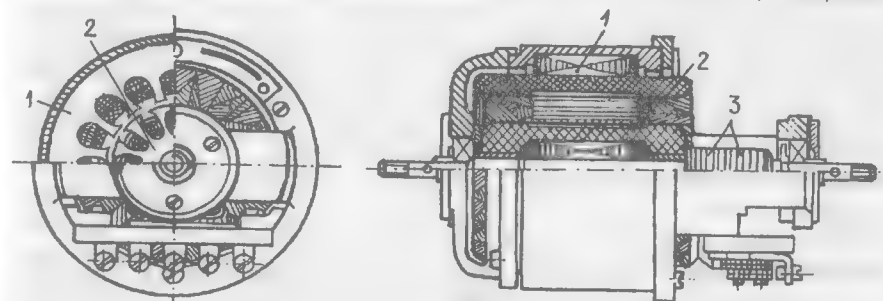


Fig. 8.13.

1 — stator; 2 — rotor; 3 — inele de contact.

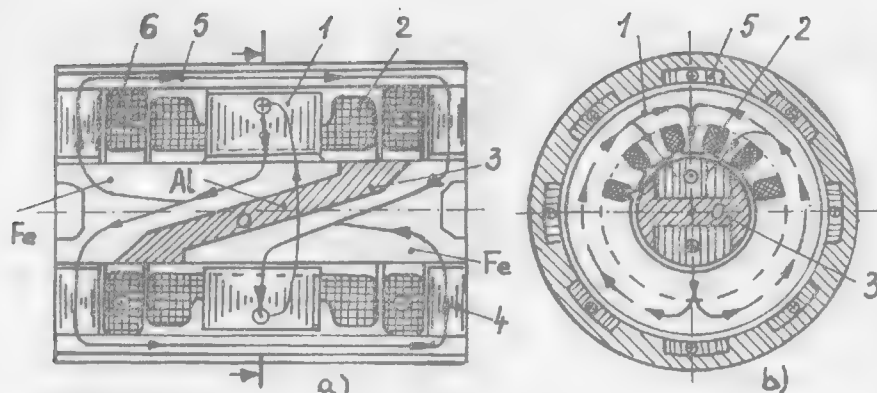


Fig. 8.14.

1 — stator feromagnetic; 2 — înfășurare de sincronizare; 3 — rotor;
4 — pachete frontale; 5 — carcasă; 6 — bobine toroidale de excitație.

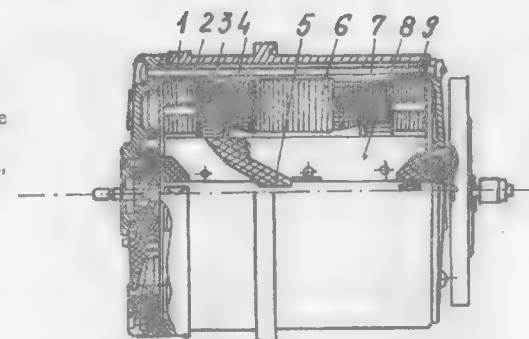
rezistenței la contactul perie-inel se utilizează aliaje pe bază de argint. Numărul de contacte este de două, când înfășurarea monofazată este pe rotor, și trei, când înfășurarea trifazată este plasată pe rotor. La unele tipuri de selsine receptoare, pe rotorul cu poli aparenti, în piesele polare se practică creștături în care sînt introduse bare în scurtcircuit care au rolul de amortizare a mișcărilor de oscilație în regimuri tranzitorii. Dacă nu sînt prevăzute înfășurări amortizoare, se pot utiliza sisteme mecanice exterioare de amortizare, cum sînt dispozitivele de fricțiune inerțiale sau frînele cu curenți turbionari induși. Un inconvenient al selsinelor cu contacte este acela că în timp rezistența de contact se poate modifica, conducînd la apariția de erori și la micșorarea siguranței în funcționare.

În scopul înlăturării acestui inconvenient, în ultimul timp, într-o serie de aplicații practice, se folosesc selsine fără contacte alunecătoare. [44,48]

În fig. 8.14 este prezentat un selsin fără contacte cu poli aparenti, avînd rotorul realizat din două porțiuni din material feromagnetic separate printr-o porțiune din material neferomagnetic (aliaj de Al). Cele două porțiuni din material feromagnetic prezintă o simetrie față de un punct (nu față de o axă) plasat pe axul rotorului, O . Pe stator se găsește înfășurarea de sincronizare (trifazată) introdusă în creștături. De asemenea, statorul posedă două înfășurări toroidale monofazate plasate în apropierea a două miezuri feromagnetice (flanșe) lamelare care sînt înfășurări de excitație. Cele două flanșe frontale feromagnetice sînt unite prin trasee din material feromagnetic (8 în cazul de față) care pot constitui carcasa sau sînt înglobate în carcasă (realizată din material neferomagnetic). Cîmpul magnetic creat de înfășurarea de excitație (bobinele toroidale) se închide pe traseul prezentat pe figură, anume: un pol mare rotoric (inferior — dreapta pe fig. 8.14. a) — întrefier (nu străbate materialul neferomagnetic rotoric) — pachet stator (traver-

Fig. 8.15.
Selsin fără contacte

1 — carcasă, 2 și 9 — miezuri toroidale feromagnetice, 3 și 7 — înfășurare de excitație, 5 — barieră neferomagnetică, 6 — miez statoric, 8 — rotor feromagnetic, 4 — înfășurare de sincronizare



sînd în zona respectivă conductoarele plasate în creștăturile statorice) — jug pachet statoric — întrefier (traversînd în zona diametral opusă precedentei conductoarele statorice) — pol mare rotoric (simetricul precedentului) întrefier — flanșă frontală stînga — traseu feromagnetic statoric — flanșă frontală dreapta — întrefier — pol mare rotoric considerat inițial.

Așadar, cîmpul de excitație traversează conductoarele statorice ale înfășurării de sincronizare în două zone ale întrefierului stator-rotor aflate în poziții diametral opuse, ca în cazul unui rotor cu 2 poli aparenti și înfășurare de excitație concentrată pe rotor. În acest caz lipsesc însă contactele alunecătoare necesare alimentării înfășurării de excitație rotorice din cazul construcției prezentată în fig. 8.13. O construcție detaliată a unui selsin cu rotor cu poli aparenti, fără contacte este prezentată în fig. 8.15. Un dezavantaj al selsinelor fără contacte este acela că prezintă un slab coeficient de utilizare a materialelor, în raport cu selsinele cu contacte, întrucît reluctanța de închidere a fluxului (mai multe întrefieruri) este mare, crescînd fluxurile de dispersie și curentul de magnetizare.

Pentru același cuplu de sincronizare masa selsinelor fără contacte este mai mare cu aproximativ 50% comparativ cu masa selsinelor cu contacte. De asemenea, erorile la poziționare sînt mai mari, încît în aplicații pretențioase utilizarea lor este restrînsă.

Pentru sisteme de legătură sincrone, care lucrează la frecvențe înalte (400 — 1000 Hz), se utilizează selsine cu poli înecați fără contacte, cu excitație prin intermediul transformatorului axial (fig. 8.16). Înfășurările de sincronizare sînt așezate în creștături statorice, iar înfășurările de excitație sînt plasate în creștături rotorice. Alimentarea înfășurării de excitație se face de la înfășurarea secundară, plasată pe rotor, a transformatorului cu întrefier (cu bobine concentrice), a cărui înfășurare primară, de pe stator, este alimentată de la o sursă, fără a fi necesare contacte alunecătoare.

Mai există o variantă de selsin fără contacte cu transformator radial la care construcția este complicată; de fapt, sînt două selsine cu numere diferite de poli: $2p = 2$ și $2p = 4$ înglobate într-un singur selsin.

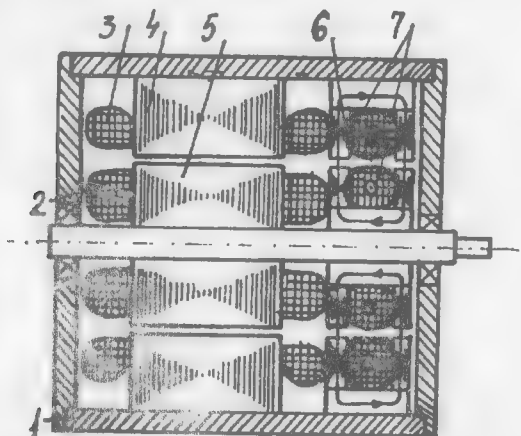


Fig. 8.16.
Selsin fără contacte
cu transformator axial
1 — carcasă; 2 — înfășurare de
excitație; 3 — înfășurare de
sincronizare; 4 — miez statoric;
5 — miez rotor; 6 — miez transformator;
7 — înfășurări transformator axial

8.2.3. REGIMURILE DE FUNCȚIONARE A SELSINELOR

8.2.3.1. Funcționarea selsinelor în regim indicator

În fig. 8.17 se prezintă o schemă de funcționare a selsinelor în regim indicator. Cele două selsine identice, presupuse fără înfășurări de amortizare, au atât pe stator cât și pe rotor înfășurări distribuite sinusoidal. Înfășurările rotorice sînt alimentate de la aceeași sursă, iar înfășurările de sincronizare, conectate în stea, sînt legate în „opoziție”, fază cu fază. Rotorul selsinului emitor SE este decalat spațial față de axa fazei A — de referință, la postul de comandă, cu un unghi θ_e . Circulația de curenți prin înfășurările de sincronizare conduce la apariția unui cuplu care orientează înfășurarea rotorică a selsinului receptor SR în așa fel încît unghiul dintre aceasta și axa fazei a să fie θ_r — apropiat de θ_e , ideal $\theta_e = \theta_r$. Diferența $\theta - \theta_r = \theta$ este numită unghi de dezacord și reprezintă eroarea selsinului în regim indicator.

Înfășurările rotorice, alimentate de la sursa de tensiune armonică u , prin curenții i_{eo}, i_{ro} produc fluxuri de forma:

$$\varphi_e = \varphi_r = \Phi_m \sin \omega t \quad (8.54)$$

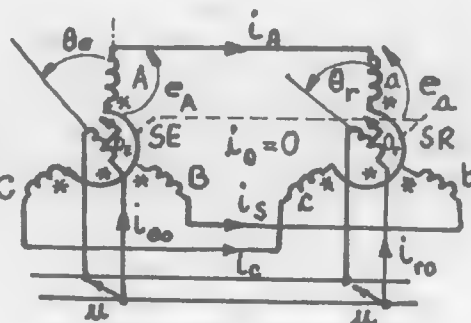


Fig. 8.17.

Pentru selsinul emițător, fluxul φ_e va induce în înfășurările de sincronizare tensiuni armonice ale căror amplitudini sînt dependente de unghiul de poziție (ca la transformatoarele rotative), adică

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \cos \theta_e \cos \omega t; & e_B &= E_m \cos(\theta_e + 2\pi/3) \cos \omega t; \\ e_C &= E_m \cos(\theta_e + 4\pi/3) \cos \omega t, \end{aligned} \quad (8.55)$$

unde E_m este amplitudinea tensiunii induse în faza A, atunci cînd $\theta_e = 0$, egală cu amplitudinile tensiunilor induse în fazele B și C.

În ceea ce privește selsinul receptor, tensiunile la bornele fazelor, induse de fluxul φ_r , au expresiile:

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \cos \theta_r \cos \omega t; & e_b &= E_m \cos(\theta_r + 2\pi/3) \cos \omega t; \\ e_c &= E_m \cos(\theta_r + 4\pi/3) \cos \omega t \end{aligned} \quad (8.56)$$

Se constată că:

$$e_A + e_B + e_C = E_m \cos \omega t [\cos \theta_e + \cos(\theta_e + 2\pi/3) + \cos(\theta_e + 4\pi/3)] = 0, \quad e_a + e_b + e_c = 0 \quad (8.57)$$

de aceea, în cazul legării nului înfășurărilor de sincronizare ale celor două selsine, curentul de neutru este nul.

Curenții care circulă prin fazele A — a, B — b, C — c sînt determinați de diferențele de tensiuni induse.

Dacă se trece la reprezentarea în complex a mărimilor și urmărind traseele închise care cuprind: o fază a SE, un conductor de legătură, faza omoloagă a SR și conductorul neutru $O_e - O_r$, se obțin:

$$\underline{E}_A - \underline{E}_a + 2\underline{Z}\underline{I}_A = 0; \quad \underline{E}_B - \underline{E}_b + 2\underline{Z}\underline{I}_B = 0; \quad \underline{E}_C - \underline{E}_c + 2\underline{Z}\underline{I}_C = 0 \quad (8.58)$$

Avînd în vedere reprezentarea: $E_m \cos \omega t \rightleftharpoons \underline{E} = E e^{j0}$, rezultă:

$$\begin{cases} \underline{I}_A = \frac{\underline{E}}{2\underline{Z}} (\cos \theta_r - \cos \theta_e) = \underline{I} \sin \frac{\theta_r + \theta_e}{2} \sin \frac{\theta_e - \theta_r}{2} \\ \underline{I}_B = \underline{I} \sin \left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{2\pi}{3} \right) \sin \frac{\theta_e - \theta_r}{2} \\ \underline{I}_C = \underline{I} \sin \left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{4\pi}{3} \right) \sin \frac{\theta_e - \theta_r}{2} \end{cases} \quad (8.59)$$

unde:

$$\underline{I} = I e^{-j\varepsilon} \rightleftharpoons I_m \cos(\omega t - \varepsilon), \quad I_m = E_m / (2 |\underline{Z}|) \quad (8.60)$$

ε fiind unghiul de defazaj introdus de impedanța $2\underline{Z}$ a celor două faze înseriate.

Expresiile instantanee ale curenților vor fi:

$$\begin{cases} i_A = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\theta_r + \theta_e}{2} \\ i_B = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin \frac{\theta}{2} \sin \left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_C = I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \sin \frac{\theta}{2} \sin \left(\frac{\theta_r + \theta_e}{2} + \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (8.61)$$

Curenții înfășurărilor de sincronizare ale selsinului receptor se vor interacționa cu fluxul dat de înfășurarea de excitație, cuplul instantaneu fiind obținut astfel:

$$m_e = (\partial W'_m / \partial \theta_r)_{ij} = \alpha_i; \quad W'_m = N_{ef}(\varphi_A i_A + \varphi_B i_B + \varphi_C i_C) / 2, \quad (8.62)$$

unde:

$$\begin{aligned} \varphi_A &= \Phi_m \sin \omega t \cos \theta_r; & \varphi_B &= \Phi_m \sin \omega t \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \varphi_C &= \Phi_m \sin \omega t \cos(\theta_r + 4\pi/3) \end{aligned} \quad (8.63)$$

sînt fluxurile create de înfășurarea rotorică prin înfășurările de sincronizare, iar N_{ef} este numărul de spire efective pe fază al acestor înfășurări (mai mic decît numărul real de spire datorită prezenței factorului de bobinaj).

Relația (8.62) devine, folosind rel. (8.59) și (8.63),

$$\begin{aligned} m_e &= \frac{1}{2} N_{ef} \Phi_m I_m \sin \omega t \cos(\omega t - \varepsilon) \{ -\sin \theta_r (\cos \theta_r - \cos \theta_e) - \\ &\quad - \sin(\theta_r + 2\pi/3) [\cos(\theta_r + 2\pi/3) - \cos(\theta_e + 2\pi/3)] - \\ &\quad - \sin(\theta_r + 4\pi/3) [\cos(\theta_r + 3\pi/3) - \cos(\theta_e + 4\pi/3)] \} = \\ &= -\frac{3}{4} N_{ef} \Phi_m I_m \sin \omega t \cos(\omega t - \varepsilon) \sin \theta \end{aligned} \quad (8.64)$$

Asupra rotorului se va manifesta un cuplu de reacție a cărui valoare medie în timpul unei perioade $T = 2\pi/\omega$ este obținută prin integrarea expresiei $\sin \omega t \cos(\omega t - \varepsilon) = [\sin(2\omega t - \varepsilon) + \sin \varepsilon] / 2$, rezultînd

$$M_{med} = \frac{3}{8} N_{ef} \Phi_m I_m \sin \varepsilon \sin \theta = M_{rm} \sin \theta \quad (8.65)$$

Acest cuplu mediu acționează în sensul micșorării dezacordului $\theta = \theta_e - \theta_r$, deoarece se presupune că asupra rotorului cuplul rezistent este nul, echilibrul de cupluri se realizează, dacă $M_{med} = M_{rez} \approx 0$.

În același mod se poate calcula și cuplul mediu care acționează asupra rotorului selsinului emițător, numai că în expresia energiei curenții trebuie introduși cu semn schimbat (circulă în înfășurări în sens contrar). Rezultă un cuplu mediu de sens contrar, tot cu tendința de reducere a unghiului de dezacord θ .

Așadar, cuplurile electromagnetice manifestate asupra rotoarelor selsinelor nu depind de unghiurile θ_e și θ_r , ci de diferența lor $\theta_e - \theta_r = \theta$, existînd tendința rotirii lor încît $\theta \approx 0$. Cum, de obicei, θ_e este dictat de aplicarea unui cuplu exterior

însemnat, rezultă că rotorul selsinului receptor va efectua o rotire cu unghiul $\theta_r \approx \theta_e$, avînd în vedere că pe arborele său cuplul rezistent este neglijabil. În modul acesta, la punctul de recepție este indicată, prin mărimea unghiului de deviație θ_r , de fapt, mărimea unghiului θ_e aplicat rotorului selsinului emițător.

Relația (8.65) exprimă dependența $M_{med} = f(\theta)$, prezentată în fig. 8.18, curba 1. Cuplul electromagnetic este nul pentru $\theta = 0, \pi, 2\pi, \dots$. Pentru $\theta = 0$ ($\theta = 2k\pi, k \in \mathbb{N}$) funcționarea selsinului este stabilă în sensul că la $\theta = 0$, cuplul electromagnetic acționează asupra rotorului în sensul readucerii sale în poziția $\theta = 0$. Această capacitate de readucere la $\theta = 0$ a rotorului este dată de mărimea cuplului sincronizat specific:

$$M' = (dM_{med} / d\theta) \text{ pentru } \theta \rightarrow 0 \quad (8.66)$$

Dependența $M' = f(\theta)$ este dată de curba 2 și arată că $M' = M_{med} \cos \theta$ este maxim pentru $\theta = 0$ și nul pentru $\theta = \pi/2$. La funcționarea în regim cvasistacionar, cînd θ_e variază lent, $\theta_r \approx \theta_e$ adică rotorul selsinului SR urmărește rotirea rotorului SE, realizîndu-se astfel o rotire sincronă a celor două rotoare, necuplate mecanic între ele.

În regim dinamic, însă, există în permanență un decalaj θ , în ceea ce privește urmărirea mișcării rotorului SE de către rotorul SR, datorat inerției rotorului SR precum și a frecărilor „vîscoase” (proportionale cu viteza de stabilire, $d\theta/dt$) inerente.

În acest caz studiul mișcării rotorului SR se realizează utilizînd ecuația de echilibru a cuplurilor:

$$m_d + m_{fr} = m_e, \quad (8.67)$$

unde $m_d = J d^2 \theta_r / dt^2$ este cuplul dinamic (J — momentul de inerție), $m_{fr} = F d\theta_r / dt$ este cuplul de frecări (F — coeficientul frecării vîscoase), m_e — cuplul electromagnetic.

Într-un studiu simplificat ecuația (8.67) se poate liniariza, dacă se consideră $\theta = \theta_e - \theta_r \approx 0$, $\sin \theta = \sin(\theta_e - \theta_r) \approx \theta_e - \theta_r$ iar $m_e \approx M_{med} \sin \theta \approx \approx M_{med}(\theta_e - \theta_r)$ și se obține:

$$J \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + F \frac{d\theta_r}{dt} + M_{med} \theta_r = M_{med} \theta_e \quad (8.68)$$

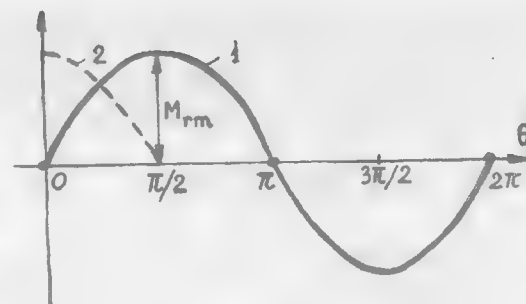


Fig. 8.18.

Pentru $\theta_r \approx \theta_e$ sistemul are funcționare stabilă, întrucât toți coeficienții ecuației caracteristice sînt pozitivi.

Dacă, de exemplu, decalajul dintre cele două rotoare ale SE și SR este $\theta = \theta' + \pi = \theta_e - \theta_r$, atunci ecuația de echilibru (8.67) se scrie:

$$J \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + F \frac{d \theta_r}{dt} = M_{med} \sin(\theta' + \pi) = -M_{med} \sin \theta', \quad (8.69)$$

deducîndu-se că acest echilibru nu poate fi satisfăcut, funcționarea este instabilă în această situație.

Se face precizarea că în regim cvasistaționar, cînd θ_e variază liniar (rotire cu viteză constantă), tensiunea indusă mai prezintă încă o componentă, de rotație, care, prin curentul produs, conduce la micșorarea cuplului mediu. Din acest motiv este de preferat ca viteza de rotație să fie mult mai mică decît viteza de sincronism.

În cazul cînd se cere ca o anumită mișcare să se transmită simultan la mai multe puncte de recepție, se pot utiliza un număr corespunzător de SR, ale căror înfășurări de sincronizare se conectează toate la bornele înfășurării SE (în paralel), iar înfășurările rotorice se conectează la aceeași sursă. Puterea SE trebuie să fie în acest caz cel puțin egală cu suma puterilor SR.

8.2.3.2. Funcționarea selsinelor în regim transformator

În fig. 8.19 este prezentată schema de funcționare a selsinelor în regim transformator. Înfășurarea de excitație a selsinului emițător SE este alimentată de la rețeaua de c.a. monofazat, înfășurările de sincronizare ale celor două selsine sînt legate „în opoziție“, fiind parcurse de curenții de circulație determinați de valorile

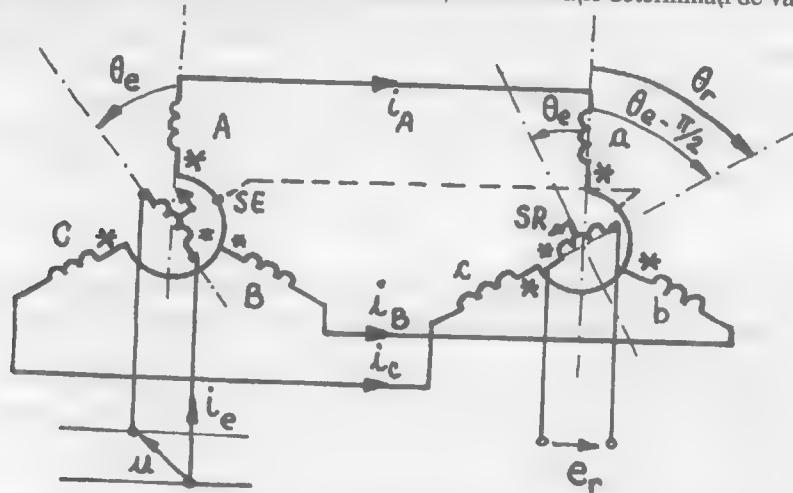


Fig. 8.19.

tensiunilor induse în înfășurări și de impedanțele înfășurărilor. Curenții care circulă prin înfășurările de sincronizare ale SR creează un flux rezultat variabil, care induce în înfășurarea rotorice a SR o tensiune e_r de valoare efectivă dependentă de unghiul θ_r . Dacă θ_e este unghiul dintre axa înfășurării rotorice a SE și axa fazei A, curenții de circulație vor fi:

$$\begin{aligned} i_A &= -I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos \theta_e, & i_B &= -I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos(\theta_e - 2\pi/3), \\ i_C &= -I_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos(\theta_e - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (8.70)$$

unde ε este unghiul de defazaj impus de impedanțele fazelor celor două selsine înseriate, eventual și a conductoarelor de legătură. S-a ținut seama de rel. (8.55) și (8.58), unde e_a, e_b, e_c sînt nule, întrucît înfășurarea de excitație a SR nu este conectată la rețea, ci în ea se induce o tensiune e_r . Expresia tensiunii e_r este obținută ca sumă a tensiunilor induse de fiecare din fluxurile create de curenții care circulă prin fazele a, b, c:

$$e_r = \frac{d}{dt} (M_{ar}i_A + M_{br}i_B + M_{cr}i_C) \quad (8.71)$$

unde M_{ar}, M_{br}, M_{cr} sînt inductanțele mutuale dintre fazele a, b, c și înfășurarea rotorice a SR. Se obține astfel:

$$\begin{aligned} e_r &= \frac{d}{dt} [-MI_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos \theta_e \cos \theta_r - MI_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos(\theta_e - 2\pi/3) \cdot \\ &\quad \cdot \cos(\theta_r - 2\pi/3) - MI_m \cos(\omega t - \varepsilon) \cos(\theta_e - 4\pi/3) \cos(\theta_r - 4\pi/3)] = \\ &= \frac{3}{2} \omega MI_m \sin(\omega t - \varepsilon) \cos(\theta_e - \theta_r) \end{aligned} \quad (8.72)$$

S-au introdus inductanțele mutuale:

$$M_{ar} = M \cos \theta_r; \quad M_{br} = M \cos(\theta_r - 2\pi/3); \quad M_{cr} = M \cos(\theta_r - 4\pi/3), \quad (8.73)$$

M fiind inductanța mutuală maximă dintre o fază statorică și înfășurarea rotorice.

Expresia tensiunii induse în înfășurarea rotorice se poate scrie și sub forma

$$e_r = E_{rm} \sin(\omega t - \varepsilon) \text{ unde } E_{rm} = E_r \cos(\theta_e - \theta_r) \quad (8.74)$$

Așadar, amplitudinea tensiunii e_r este dependentă de unghiul de dezașor printr-o funcție cosinusoidală.

Această tensiune este nulă, dacă:

$$\theta_e - \theta_r = \pi/2 \text{ sau } \theta_r = \theta_e - \pi/2, \quad (8.75)$$

ceea ce înseamnă că axele celor două selsine sînt perpendiculare (fig. 8.19).

În sistemele automate, de urmărire, trebuie să se țină seama de poziția inițială a SR, deci de decalajul dintre axele rotorice ale selsinelor, pentru ca tensiunea indusă să fie nulă, iar modificarea ulterioară a lui θ_e să conducă la modificarea cu același unghi a lui θ_r , încît tensiunea e_r indusă să rămînă nulă.

Pentru definirea performanțelor unui selsin în acest regim se utilizează tensiunea specifică de ieșire, definită ca raport dintre variația tensiunii

de ieșire și variația unghiului de neconcordanță în jurul poziției de echilibru (8.75). Unghiul de neconcordanță θ poate fi considerat ca

$$\theta + \pi/2 = \theta_e - \theta_r \quad (8.76)$$

În aceste condiții relația (8.74) se poate scrie

$$E_{rm} = E_r \sin \theta, \quad (8.77)$$

iar tensiunea specifică de ieșire este definită ca variație a tensiunii de ieșire, cînd unghiul θ variază cu 1° . Rezultă

$$E'_{rm} = E_r \sin 1^\circ = 0,0175 E_r \quad (8.78)$$

Această mărime trebuie să aibă valori între (0,5 — 1,5) V/grad și este înscrisă pe plăcuța însoțitoare a selsinului.

Pentru ca dependența dintre tensiunea de ieșire și unghiul de neconcordanță să fie cît mai sinusoidală, selsinele destinate funcționării în regim transformator trebuie să fie realizate cu poli înecați, în acest caz armonicele tensiunii induse sînt reduse, iar precizia estimării unghiurilor crește.

O altă cauză a erorilor selsinelor derivă din imperfecțiunile inerente constructive, încît chiar la un unghi $\theta = 0$ tensiunea indusă la ieșire este diferită de zero, ajungînd, la construcțiile pretențioase, la valori de 0,06 V pentru tensiuni de excitație de 90 V.

Revenind la relația (8.74) se constată că E_{rm} este nulă, dacă este îndeplinită condiția generală

$$\theta_e - \theta_r = 2k\pi \pm \pi/2; \quad k \in N \quad (8.79)$$

Pentru un k dat, domeniul de funcționare al selsinului este $(-\pi/2, +\pi/2)$, adică o jumătate de rotație. Este posibilă apariția unor erori în scheme de urmărire, dacă apar unele rotații suplimentare ale rotorului unuia dintre selsine în raport cu celălalt, de aceea este necesară introducerea unui contor, care să înregistreze și numerele de rotații (de fapt jumătăți de ture) pentru eliminarea acestei categorii de erori.

8.2.3.3. Funcționarea selsinelor în regim diferențial

În anumite sisteme de urmărire se impune obținerea unei deplasări unghiulare (rotirea unei axe), egală cu suma sau diferența a altor două deplasări unghiulare. Pentru aceasta se folosește între selsinul emițător și cel receptor un alt selsin care lucrează în regim diferențial (fig. 8.20).

Selsinul diferențial SD este o mașină asincronă trifazată cu rotor bobinat, la care rotorul este alimentat de la înfășurările de sincronizare ale selsinului emițător, iar rotorul alimentează înfășurările de sincronizare ale selsinului receptor.

Curenții i_A, i_B, i_C , care circulă prin înfășurările A_d, B_d, C_d , produc un flux rezultat în SD , orientat pe o direcție care face ideal unghiul θ_e cu axa înfășurării A_d . Acest flux induce în înfășurările rotorice ale SD tensiuni dependente de θ_e și de

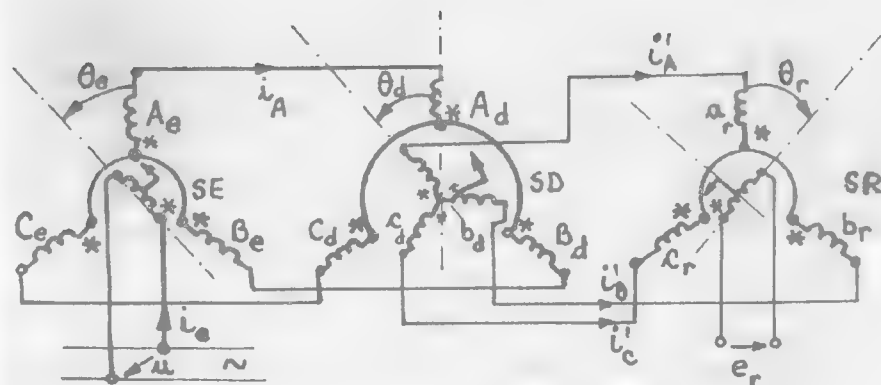


Fig. 8.20.

poziția fazelor rotorice în raport cu cele statorice, caracterizate prin unghiul θ_d (aceste tensiuni depind, de fapt, de $\theta_e \pm \theta_d$). Curenții i'_A, i'_B, i'_C produc un flux rezultat în SR , care induce în înfășurarea rotorică o tensiune e_r dependentă de unghiul θ_r , anume:

$$e_r = E_{rm} \sin(\omega t - \epsilon), \quad E_{rm} = E_r \cos(\theta_e \pm \theta_d - \theta_r) \quad (8.80)$$

Semnele \pm arată că sînt posibile decalări în ambele sensuri ale poziției rotorului SD . Pentru $\theta_d = 0$ selsinele SE și SR lucrează în regim de transformator, condiția ca tensiunea e_r să fie nulă este (8.75). Pentru $\theta_e \neq 0$, această condiție devine

$$\theta_e - \theta_r \pm \theta_d = \pi/2 \quad (8.81)$$

Se poate realiza și o schemă de funcționare în regim indicator, folosind un selsin diferențial.

8.2.4. ERORILE SELSINELOR

În condițiile funcționării selsinelor în sisteme de cuplaj sincron există situații cînd unghiul de dezacord nu este nul, ceea ce înseamnă că rotorul selsinului receptor urmărește cu o anumită eroare rotirea rotorului selsinului emițător.

Erorile sistemelor de transmisie cu selsine se datoresc în primul rînd imperfecțiunilor constructive: frecări în lagăre și la contactele alunecătoare — dacă acestea există, echilibrarea defectuoasă a rotoarelor, neuniformitatea întrefierului, inegalitatea impedanțelor fazelor, prezența armonicilor superioare de dantură, etc. și apoi condițiilor de exploatare: variația tensiunii și frecvenței de alimentare, variația temperaturii mașinii sau a mediului înconjurător, deteriorarea contactelor alunecătoare, etc.

Pentru un anumit unghi comandat de SE , poziția rotorului, în practică, diferă față de poziția sa teoretică, această diferență constituie eroarea schemei:

$$\Delta\theta_r = \theta_{rT} - \theta_{rp} \quad (8.82)$$

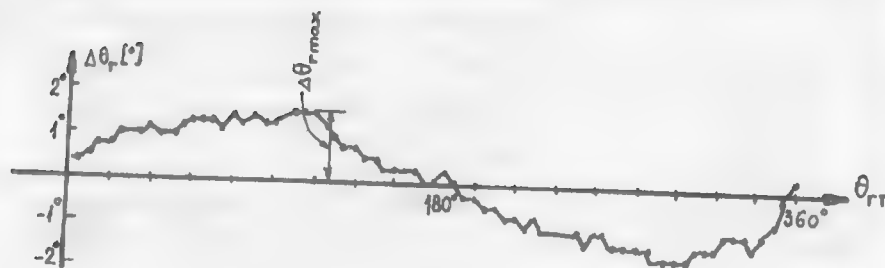


Fig. 8.21.

Se trasează experimental curba de variație a acestei erori din 5° în 5° și se obține o caracteristică prezentată în fig. 8.21.

Pe baza valorii maxime a acestei erori selsinele în regim indicator se împart în trei clase de precizie: 1 — eroarea maximă $0^\circ 30'$, 2 — eroarea maximă $2^\circ 00'$ și 3 — eroarea maximă $1^\circ 30'$.

În mod similar se pot aprecia și erorile selsinelor în regim de transformator, distingându-se 6 clase de precizie.

Înlăturarea erorilor la selsine se poate realiza și prin unele măsuri privitoare la tehnologia de fabricare: rotirea tolelor, în procesul de împachetare, cu un pas dentar, înclinarea creștăturilor statorice pe generatoare sau a pieselor polare, atunci când selsinele au poli aparenti, alegerea unui număr total de creștături impar, etc.

Influența rezistenței liniei electrice trifazate de legătură se manifestă în funcționarea selsinelor, mai ales atunci când distanța dintre SE și SR este mare. Impedanța liniei de legătură poate atinge valori comparabile cu impedanțele fazelor înfășurării de sincronizare a selsinelor. Aceasta conduce la scăderea curentului în înfășurările de sincronizare, deci a tensiunii de ieșire la selsinul receptor, când acesta funcționează în regim de transformator, și a cuplului de sincronizare la funcționarea în regim indicator. Analog influențează și căderea de tensiune la contactele alunecătoare, de aceea se recurge la soluția diminuării numărului de contacte alunecătoare sau eliminarea lor. Este preferabil ca tensiunea de excitație să fie mare, deci curentul este mic, atunci când înfășurarea de excitație este plasată pe rotor și este alimentată prin inele de contact. Datorită distanței mari între selsinele care lucrează în regim indicator, este posibil ca tensiunile la bornele înfășurărilor de excitație să difere ca amplitudine și fază. Pentru diminuarea erorilor se pot inseria în circuitul de excitație a selsinului receptor elemente pasive suplimentare activ — reactive compensatoare. Procedul se utilizează și când există mai multe SR legate la distanțe variabile, în general mari, față de selsinul emițător.

Influența curentului de sarcină al selsinului receptor, în regim de transformator, atunci când înfășurarea sa este cuplată la intrarea într-un amplificator electronic la care impedanța, practic, nu este infinită, se manifestă, de fapt, printr-o cădere a tensiunii de ieșire față de valoarea sa de mers în gol. Atunci când impedanța pe care este cuplată înfășurarea SR este comparabilă cu cea a înfășurării, intervine o reacție

puternică a rotorului, însoțită de diminuarea tensiunii de ieșire, iar dependența tensiunii de ieșire $U_{rm} = f(\theta)$ nu mai este cea ideală dată de (8.77) (la fel ca la transformatoarele rotative §8.1.2).

La funcționarea selsinelor în regim indicator cuplul rezistent la arborele SR poate determina prezența unei zone de „insensibilitate”, adică pentru un anumit unghi θ_e comandat de SE există un domeniu de valori ale unghiurilor θ_r , în care se poate afla rotorul SR; mărimea zonei de insensibilitate depinde de raportul dintre cuplul rezistent și cuplul maxim pe care îl poate produce selsinul.

În regim dinamic, erorile se datoresc apariției unei componente a tensiunii de ieșire proporțională cu viteza de rotație. De aceea este indicat ca vitezele de lucru să fie mult mai mici decât cele corespunzătoare frecvenței cu care sînt alimentate înfășurările de excitație. În anumite aplicații se folosesc frecvențe de 500 Hz, mai ales dacă diametrele exterioare ale statorului sînt sub 50 — 60 mm.

8.3. INDUCTOSINE

8.3.1. DEFINIȚII, CLASIFICĂRI

Inductosinele sînt traductoare inductive analogice de poziție, capabile să realizeze o precizie ridicată de evaluare a deplasărilor liniare și rotative. Au căpătat o largă utilizare începînd din anii 1955 — 57, o dată cu dezvoltarea mașinilor-unelte cu comandă-program de mare precizie. Aria lor de utilizare s-a extins treptat la citirea memoriilor externe ale calculatoarelor, la microscopie electronică, telescoape, tehnică militară, etc.

Principiul lor de funcționare este similar cu al transformatoarelor rotative, dar la care cuplajul dintre înfășurările așezate pe cele două armături se realizează în aer. Absența circuitului magnetic, deci a creștăturilor, a permis realizarea unor înfășurări cu un număr mare de perechi de poli, fapt care a condus la creșterea preciziei de evaluare a unghiurilor.

Din punct de vedere al construcției și al domeniului de utilizare inductosinele sînt: rotative — pentru evaluarea deplasărilor unghiulare și liniare — pentru deplasări pe o anumită direcție.

Inductosinele, ca și transformatoarele rotative, sînt traductoare ciclice, întrucît tensiunea indusă într-o anumită înfășurare are o variație armonică — sinusoidală sau cosinusoidală, în raport cu unghiul tradus (sau distanța), dar acest ciclu este adus la valori cît mai mici. Astfel, inductosinele în execuție simplă au un ciclu de $0,5^\circ$ — 1° (rotative) respectiv, sub 1 mm (liniare). Este posibilă realizarea unor inductosine multiple care posedă de regulă trei înfășurări cu cicluri diferite, fapt care conferă traductorului un ciclu rezultat extins la o rotație, respectiv la întreaga lungime ce trebuie măsurată într-o anumită aplicație concretă. [49].

8.3.2. INDUCTOSINE LINIARE

Inductosinul liniar este alcătuit din două elemente: unul mobil, legat de obiectul tehnic a cărui poziție (deplasare) se urmărește evaluată, și altul fix luat ca referință.

Elementul fix, numit *riglă*, posedă o înfășurare uniform distribuită, liniară, plană, multiplă, executată după tehnologia circuitelor imprimate din radiotehnică. Elementul mobil — *cursor* are două înfășurări, tot uniform distribuite, liniare, plane, multipolare (de obicei într-un singur strat), secționate astfel încât sînt plasate la un unghi de decalaj spațial de $\pi/2$ rad. între ele.

Rigla și cursorul se dispun astfel încît înfășurările sînt față în față, în plane paralele cu distanța de 0,1 — 0,3 mm. Suporturile înfășurărilor imprimate sînt realizate din oțel, sticlă sau ceramică.

Înfășurările cursorului, distincte: una „sinus”, iar cealaltă „cosinus” trebuie să se dispună pe o anumită lungime în raport cu cea a riglei (fig. 8.22), de aceea se realizează din mai multe „elemente” intercalate, care apoi se înseriază între ele, obținîndu-se în felul acesta o însumare a tensiunilor induse în fiecare din elemente, iar în final se obțin cele două tensiuni la perechile de borne *C - C*, *S - S*, în cuadratură. Se are în vedere ca decalajul spațial dintre două „elemente” de înfășurare consecutive, una „sinus” și cealaltă „cosinus”, să fie $s + s/4$. Pasul *s* are de obicei mărimea sub 2 mm. Lungimea activă a conductoarelor este sub 40 mm la inductosinele late și 20 mm la inductosinele înguste. Lățimea conductoarelor este dictată de condiția

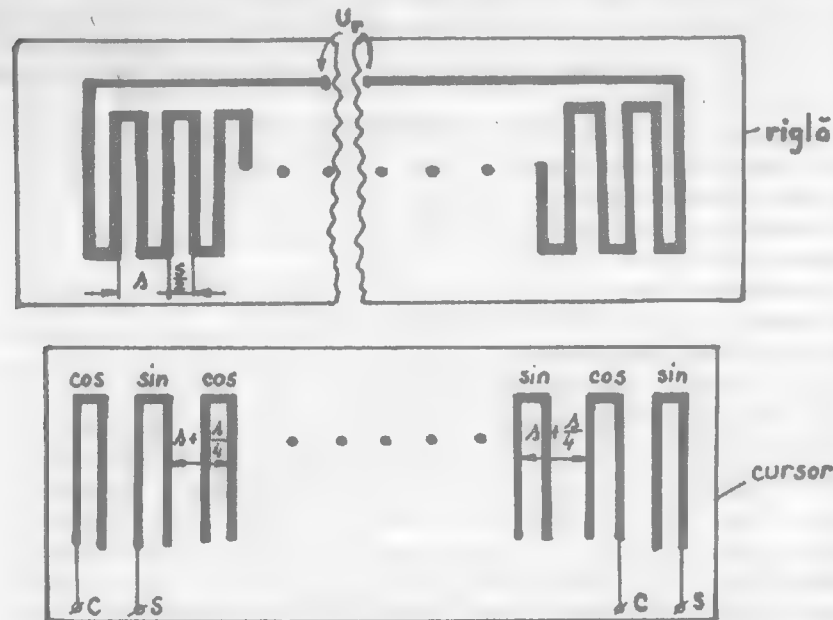


Fig. 8.22.

de eliminare a armonicilor de cuplaj mutuale între înfășurările cursorului și riglei. De obicei lungimea conductoarelor active de pe cursor este mai mare ca lungimea conductoarelor riglei, în vederea reducerii la minimum a cuplajului mutual parazit. Divizarea înfășurărilor cursorului creează probleme legate de realizarea interconexiunii între elementele acestora, în schimb crește precizia. Practic, în raport cu axa de simetrie a cursorului, înfășurările elementare impare dintr-o jumătate a lungimii sale sînt conectate în serie cu înfășurările elementare pare din cealaltă jumătate. Bornele de acces se scot pe partea opusă aceleia pe care se plasează conductoarele active, legăturile între cele două suprafețe se fac prin găuri corespundente la fiecare înfășurare elementară. Conductoarele de legătură dintre înfășurările elementare se răsucesc corespunzător cu scopul obținerii unui efect antiinductiv. Numerele de poli ale înfășurării sînt dictate de lățimea, rigiditatea suportului, lungimea, clasa de precizie și alte condiții impuse de utilizator. De exemplu, inductosinele pentru selecționarea pistelor în unitățile de discuri magnetice la calculatoarele de mare capacitate sînt de tip îngust, cu suport rigid, ușor și scurt, cu pasul *s* ajungînd sub 0,25 mm. Valoarea tensiunii de excitație aplicată riglei este de 10 V la 100 kHz, iar valorile maxime ale tensiunilor de ieșire pe înfășurările cursorului 6 mV. Mărimea lungimii măsurate este 125 mm, iar cursorul posedă două înfășurări speciale care semnalizează capetele de cursă.

Inductosinele liniare multiple posedă, pe lângă înfășurarea fină ca în cazul inductosinelor liniare simple, încă două înfășurări cu pas mare, destinate pentru poziționări de precizie medie și grosieră. Cele trei înfășurări sînt coplanare, pe același suport, fiecare citind aceeași poziție, dar avînd erori proprii; prelucrarea semnalelor obținute permițînd o determinare a distanței, de exemplu, ciclul fiind întreaga lungime a riglei. Înfășurările de precizie medie și grosieră de pe riglă prezintă conductoarele dispuse sub forma unui fascicul, între direcția de deplasare a cursorului și conductoare existînd un anumit unghi α , care asigură o reducere geometrică a pasului polar față de cursa reală din cursor și riglă. Departajarea înfășurării de precizie medie de înfășurarea de precizie grosieră se face după unghiurile pe care le posedă conductoarele lor în cadrul fasciculului. La un inductosin liniar triplu înfășurările de precizie medie și grosieră de pe cursor au conductoarele înfășurărilor corespundente paralele cu cele de pe riglă. Firma Farrand Controls (S.U.A.) realizează un tip de inductosin la care pașii celor trei înfășurări au valorile 2 mm, 100 mm și respectiv 4.000 mm.

Funcționarea inductosinului liniar se bazează pe variația spațială a inductanței mutuale între înfășurările celor două elemente — rigla și cursorul. Aceste înfășurări, într-un strat, realizate din folie de cupru de 70 micrometri, permit un curent limitat la aproximativ 1 A, deci solenaiile inductoare sînt mici.

Cuplajul magnetic se realizează, practic, prin aer, de aceea se impune folosirea de frecvențe ridicate, 10 kHz, la care înfășurările au totuși caracter rezistiv.

Modul de alimentare a înfășurărilor inductoare determină regimul de funcționare a inductosinului liniar. Se pot obține regimurile de modulație de fază și de modulație de amplitudine.

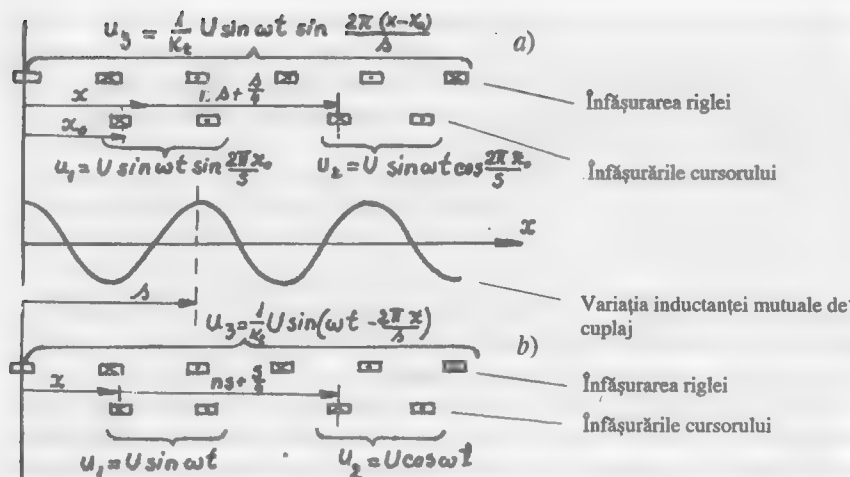


Fig. 8.23.

La funcționarea în regim de modulație de fază, înfășurările inductoare ale cursorului se alimentează de la două tensiuni u_1 și u_2 de amplitudini egale, dar defazate în timp cu $\pi/2$ rad. el. Inductanța mutuală variază aproximativ după o cosinusoidă în raport cu distanța x dintre conductoarele de „început”, luate ca referință, de pe cele două armături: riglă și cursor. Când aceste conductoare sînt față în față, distanța x este zero, iar cuplajul este maxim, adică $M = M_m \cdot \cos(2\pi/s)x$. Relația aceasta ține seama de faptul că valoarea maximă a inductanței mutuale și în același sens se obține dacă x devine egal cu s , adică dacă s-a deplasat cursorul cu un dublu pas. Avînd în vedere fig. 8.23. b, tensiunea u_3 indusă în riglă se va obține ca sumă algebrică a tensiunilor induse de fiecare dintre înfășurările cursorului, adică:

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{s} x - \frac{1}{k_t} U \cos \omega t \cos \frac{2\pi}{s} \left(x + ns + \frac{s}{4} \right) =$$

$$= \frac{1}{k_t} U \left(\sin \omega t \cos \frac{2\pi}{s} x - \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{s} x \right) = \frac{1}{k_t} U \sin \left(\omega t - 2\pi \frac{x}{s} \right) \quad (8.83)$$

S-a ținut seama de raportul de transformare k_t , dependent de mărimea cuplajului magnetic dintre înfășurările riglei și cursorului. Așadar, tensiunea obținută la ieșire are amplitudinea constantă, dar faza este dependentă de variabila x . [49]

Defazajul dintre tensiunea rezultantă în riglă și tensiunea u_1 , de exemplu, este $\Delta\varphi = 2\pi x/s$, adică depinde liniar de x , după cum se vede în fig. 8.24, $\Delta\varphi \in (0, 2\pi)$. Trecherile prin 0 ale acestui defazaj au loc atunci când x este multiplu de s și pot fi contorizate. La funcționarea în regim de modulație în amplitudine, cele două înfășurări ale cursorului se alimentează cu tensiuni în fază, dar amplitudinile

lor sînt variabile în funcție de poziția dorită caracterizată prin x_0 , anume: una este dată de $u_1 = U \sin \omega t \cdot \sin(2\pi x_0/s)$, iar cealaltă este dată de $u_2 = U \sin \omega t \cdot \cos(2\pi x_0/s)$. În acest caz se evaluează situația cînd tensiunea rezultantă în riglă este nulă. Concret, fie x poziția cursorului față de riglă, iar x_0 poziția dorită, fig. 8.23. a, tensiunea rezultantă în înfășurarea riglei este

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \sin \frac{2\pi x_0}{s} \cos \frac{2\pi}{s} x - \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \cos \frac{2\pi x_0}{s} \sin \frac{2\pi}{s} x =$$

$$= \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{s} (x_0 - x) \quad (8.84)$$

Așadar, s-a obținut o tensiune de pulsație ω , dar amplitudinea este dependentă de diferența $x_0 - x$ (fig. 8.25). Această tensiune este nulă în punctele care îndeplinesc condiția

$$\frac{2\pi}{s} (x_0 - x) = k\pi \text{ sau } x = x_0 + \frac{ks}{2} \quad (8.85)$$

În modul acesta se pot evalua distanțele x în raport cu un x_0 cunoscut, înregistrînd numărul trecherilor prin zero ale tensiunii u_3 . Totodată inductosinul se poate folosi pentru poziționări exacte, întrucît cînd $x = x_0$, semnalul de ieșire este nul (ca la selsine). Deoarece numărul de poli este mare (64, 96 sau chiar 196), sistemele de poziționare cu inductosine se utilizează drept canale fine, de precizie deosebită.

Inductosinul liniar, utilizat în buclă de comandă și măsură a poziției, poate fi interpretat ca un cuadripol activ, la a cărui intrare se aplică semnale cunoscute, iar la ieșire se obțin semnale care permit evaluarea poziției relative dintre riglă și cursor, printr-o prelucrare ulterioară, eventual și o afișare. În acest sistem pot apărea două categorii de erori, unele datorită alimentării și altele datorită unor inexactități de construcție a inductosinului. În categoria erorilor datorită alimentării intră: erorile de alimentare de fază, erorile de alimentare de amplitudine, erorile de alimentare de formă. În cea de a doua categorie se includ erorile datorită inegalității modulelor și fazelor impedanțelor înfășurărilor cursorului, erorile de construcție prin cuplaj



Fig. 8.25.

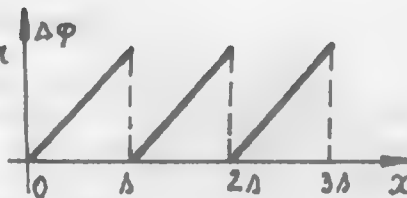


Fig. 8.24.

parazit, erori produse de viteza elementului mobil al inductosinului, erori datorită imperfecțiunilor de realizare a unei geometrii a înfășurărilor și inegalității întrefierului pe întreaga lungime de lucru.

8.3.3. INDUCTOSINE ROTATIVE

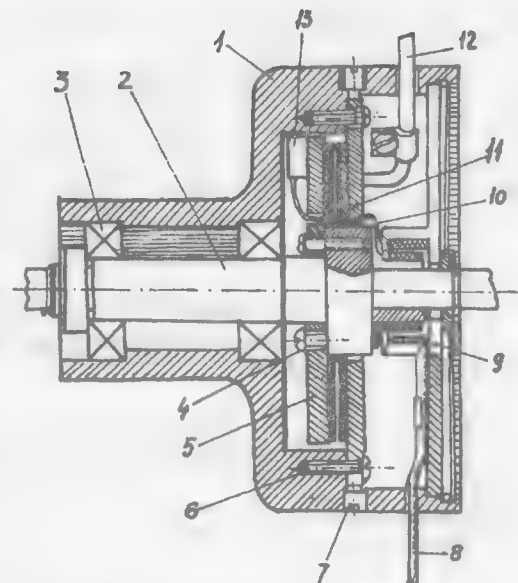
Inductosinul rotativ este alcătuit din două elemente, avînd formă de discuri plane, pe care sînt plasate înfășurări imprimate. Unul din discuri — fix, denumit stator sau inductor, are două înfășurări, plane, multipolare, realizate din elemente intercalate, elementele alternînd astfel încît prin inserierea lor (din două în două) să se obțină două înfășurări decalate în spațiu la $\pi/2$ radiani. Secționarea înfășurărilor statorice în înfășurări elementare este necesară pentru o repartizare simetrică și uniformă într-un singur strat pe întreaga suprafață a discului. Cel de al doilea disc — mobil, denumit rotor sau indus, posedă o singură înfășurare, plană, cu pas unghiular constant. Între fețele celor două discuri pe care se găsesc înfășurările există o distanță de 0,1 — 0,3 mm. Spre deosebire de inductosinele liniare, la inductosinele rotative inductorul este fix, iar indusul mobil. Din punct de vedere al geometriei, inductosinul rotativ se aseamănă cu mașinile cu întrefier axial și rotor disc (§5.2), dar realizarea trebuie să fie mult mai precisă. În fig. 8.26. *a* este prezentată o înfășurare rotorică la care distanța dintre conductoarele vecine ale înfășurării cît și lățimea conductoarelor sînt variabile cu raza. Faptul acesta conduce la o densitate variabilă a curentului pe rază și la o limitare a diametrului interior al înfășurării în condiția impunerii diametrului său exterior. Din acest motiv se recurge uneori la folosirea de înfășurări multiple, adică înfășurări concentrice distincte, dar care au același pas. Totodată este posibilă și folosirea unor înfășurări multistrat, în două sau chiar trei straturi, la care există posibilitatea compensării suplimentare a tensiunilor periferice induse și se îmbunătățește distribuția spațială a cîmpului magnetic în întrefier, ca urmare a deplasării reciproce corespunzătoare a straturilor. În fig. 8.26. *b* se prezintă un element de înfășurare statorică. Evident, numărul de elemente statorice este par, deoarece unui element „cosinus“, de exemplu, trebuie să-i corespundă alt element „sinus“ decalat la $\pi/2$. Lungimea activă a conductorului statoric este, în general, mai mare decît lungimea activă a conductorului rotoric. Se pot folosi și înfășurări statorice cu pas scurtat în vederea anulării armonicilor, deși pe ansamblu pasul mediu la rotor trebuie să fie egal cu cel de la stator. În ceea ce privește numărul de elemente de înfășurare statorică acesta este în practică: 8, 16 sau 24 la un diametru al discului de 300 mm.



Fig. 8.26.

Fig. 8.27.
Secțiune printr-un inductosin rotativ
capsulat

- 1 — carcasă, 2 — ax, 3 — rulment,
- 4 — șuruburi de fixare a rotorului,
- 5 — rotor, 6 — șuruburi de fixare a statorului,
- 7 — șuruburi de centrare a statorului,
- 8 — cabluri pentru semnale de ieșire,
- 9 — transformator de cuplaj,
- 10 — cabluri de conexiune între preamplificator și transformatorul de cuplaj,
- 11 — stator, 12 — cabluri de alimentare a statorului,
- 13 — preamplificator.



Alegerea numărului de poli pentru înfășurări este dictată de aplicația concretă. Pentru utilizarea sistemului zecimal se folosesc 100k poli, pentru cel în baza 2 se folosesc 128k poli, iar pentru sistemul în grade 180k poli.

La o alimentare a statorului, prelucrarea semnalului rotoric indus se poate face: cu cabluri de conexiune, cînd inductosinele nu depășesc o rotație, cu inele colectoare și cu transformator de cuplaj între rotor și stator (fig. 8.27).

Din punct de vedere funcțional inductosinul rotativ se aseamănă cu cel liniar. Sînt posibile două regimuri de funcționare la alimentarea statorică: cu modulație de fază și cu modulație în amplitudine. Expresiile tensiunilor induse în aceste regimuri sînt similare cu (8.83) și (8.84) cu diferența că deplasările liniare sînt înlocuite cu unghiuri de rotație. În ceea ce privește erorile care se întîlnesc la aceste inductosine și compensarea lor sînt valabile considerațiile de la inductosinele liniare.

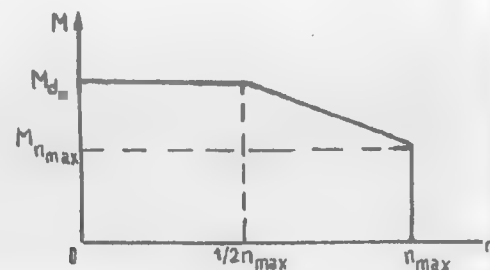
ANEXĂ

Cataloage de mașini electrice speciale construite în România (extrase) [51]

SERIE DE SISTEME DE ACȚIONARE CU MOTOARE SINCRONE AUTOPILOTATE

Caracteristici tehnice:

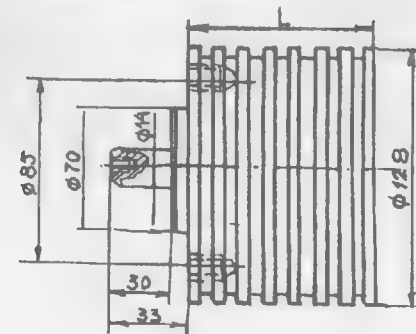
Caracteristica de cuplu în regim S1:



Principalele caracteristici ale motoarelor de acționare:

	U.M.	MSAP-2	MSAP-3	MSAP-4
$M_{n\max}$	Nm	1	1,8	2,5
M_{d0}	Nm	2	3	4
M_{imp}	Nm	4	5	6
n_{\max}	rot/min	5000	5000	4000
gama reglaj turație	—	1:100	1:100	1:100
masa	Kg	2	2,5	3
L	mm	60	76	92
cuplu specific	Nm/Kg	1	1,2	1,33

Dimensiunile de gabarit ale motorului de acționare:



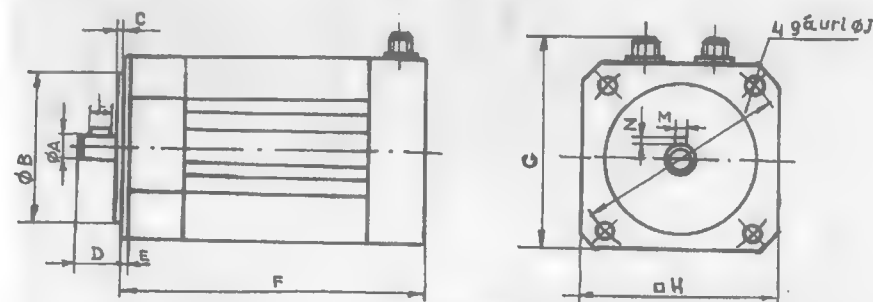
Tensiunea de alimentare a blocului de comandă: 220 V/50 Hz

Dimensiunile de gabarit ale blocului de comandă (în varianta standard): 420 × 320 × 150 mm

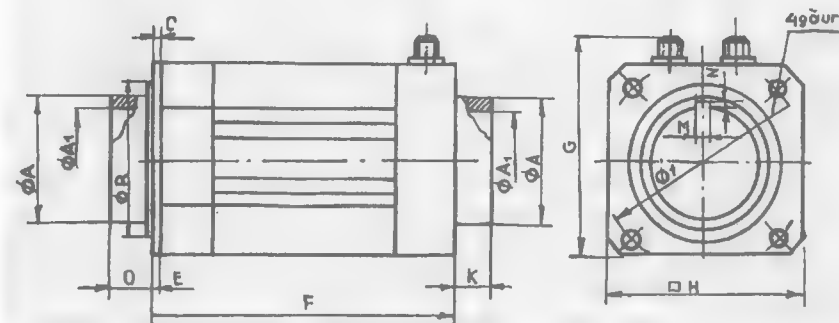
NOTĂ: La cerere, motorul de acționare poate fi executat cu alt sistem de prindere, iar întregului ansamblu i se pot adapta și alte funcțiuni de execuție

SERVOMOTOARE CU MAGNET PERMANENT DIN PĂMÎNTURI RARE FĂRĂ CRESTĂTURI STATORICE

CU AX PLIN

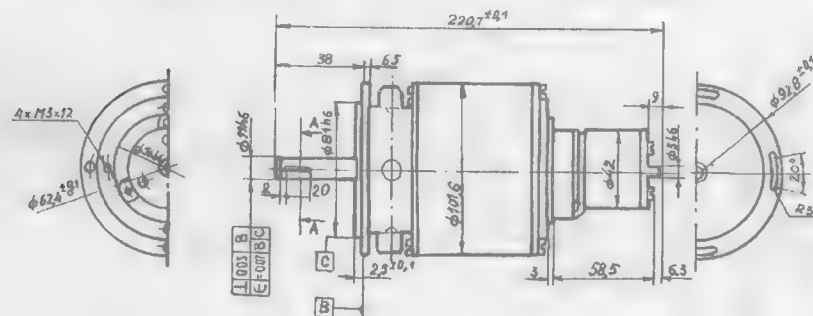


CU AX GĂURIT



TIP	Puterea nominală [CP]	Viteza nominală [rot/min]	A	A ₁	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N
185-SFC-3N-4000	3	4000	28	—	150	5	65	15	350	206	174	185	11	—	45	8	4
185-SFC-3G-4000	3	4000	70	50	150	5	65	15	360	206	174	185	11	60	45	16	4
185-SFC-3N-6000	3	6000	28	—	150	5	65	15	350	206	174	185	11	—	45	8	4
185-SFC-3G-6000	3	6000	70	50	150	5	65	15	369	206	174	185	11	60	45	16	4
215-SFC-5N-6000	5	6000	28	—	180	5	65	17	390	236	204	215	15	—	45	10	4
215-SFC-5G-6000	5	6000	70	50	180	5	65	17	395	236	204	215	15	60	45	16	4
215-SFC-7,5N-6000	7,5	6000	32	—	180	5	80	17	475	236	204	215	15	—	70	10	5
215-SFC-7,5G-6000	7,5	6000	70	50	180	5	65	17	475	236	204	215	15	60	45	16	4

SERVOMOTOARE DE C.C. CU ROTOR PAHAR BOBINAT



Caracteristicile sînt definite în condițiile în care servomotorul este fixat pe o placă de aluminiu cu dimensiunile: 130·260·12,5 mm³

Dimensiunile de gabarit și de montaj ale servomotorului tip SRP-1A (10)

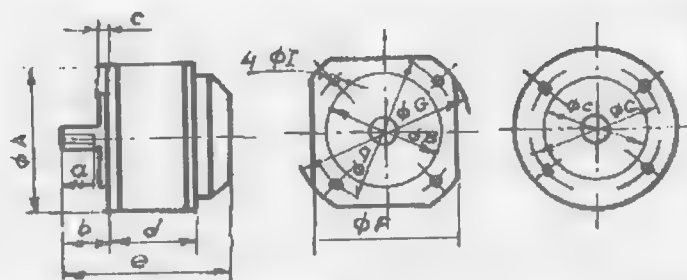
Nr. Caracteristică	Simbol	UM	SRP-1A	SRP-3A	SRP-2A	SRP-2B
1. Cuplu nominal	M _n	Nm	0,36	0,31	0,22	0,1
2. Curent nominal	I _n	A	6	6	5	2,6
3. Turația nominală	n _n	RPM	3000	3000	3000	3000
4. Tensiune nominală	U _n	V	31,5	26,5	24	27
5. Constanta tens. el. mot.	K _E	V/KRPM	6,3	5,4	4,6	4
6. Constanta de cuplu	K _T	Nm/A	0,06	0,051	0,044	0,038
7. Rezistența indusului	R	Ω	1,25	1,25	1,25	4

Nr. Caracteristică	Simbol	UM	SRP-1A	SRP-3A	SRP-2A	SRP-2B
8. Autoinductivitatea rotorului	L	μH	125	125	125	500
9. Cuplu cu rotorul blocat	M _{rb}	Nm	0,28	0,23	0,16	0,07
10. Curentul impulsional	I _{imp}	A	40	35	25	13,5
11. Inerția rotorului	J	kgm ²	6,5×10 ⁻⁶	6,5×10 ⁻⁶	6,5×10 ⁻⁶	4×10 ⁻⁶
12. Cuplu de frecare statică	M _f	Nm	0,017	0,017	0,01	0,01
13. Coeficient de antr. vîscoasă	K _D	Nm/kRPM	0,01	0,01	0,006	0,006
14. Constanta de timp el. mec.	τ _{em}	ms	2,1	3	4	10
15. Constanta de timp electrică	τ _e	ms	0,1	0,1	0,1	0,1
16. Turația maximă	n _{max}	RPM	5000	5000	5000	5000
17. Greutate	—	kg	3,7	3,2	2,5	1,8

SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU CU ÎNFĂȘURARE PE ROTOR-DISC

Nr.	Caracteristica	Simbol	U.M.	SRDB-100	SRDB-200	SRDB-300
1	Cuplu nominal	M _n	Nm	0,35	0,65	1,2
2	Curent nominal	I _n	A	5,5	7	9
3	Viteză nominală	n _n	RPM	3000	3000	3000
4	Tensiune nominală	U _n	V	30	40	55
5	Constanta tensiunii induse	k _E	V/KRPM	7,5	10	15,3
6	Constanta cuplului	k _T	Nm/A	0,0715	0,096	0,145
7	Rezistența indusului	R	Ω	0,9	1	0,85
8	Inductanța indusului	L	μH	65	100	125
9	Cuplul în regim continuu	M _{rb}	Nm	0,32	0,57	1,1
10	Curentul impulsional	I _{imp}	A	35	55	65
11	Moment de inerție rotoric	J	kgm ² ×10 ⁻⁴	0,5	1,5	4,5
12	Cuplul de frecări statice	M _f	Nm	0,03	0,035	0,04
13	Coeficient frecare vîscoasă	k _D	Nm/kRPM	0,007	0,007	0,007
14	Constanta de timp electromec.	τ _{em}	ms	8,4	15,6	17,2
15	Constanta de timp electrică	τ _e	ms	0,07	0,1	0,15
16	Viteză maximă	n _{max}	RPM	8000	8000	8000
17	Masă	—	kg	2	2,5	4,5

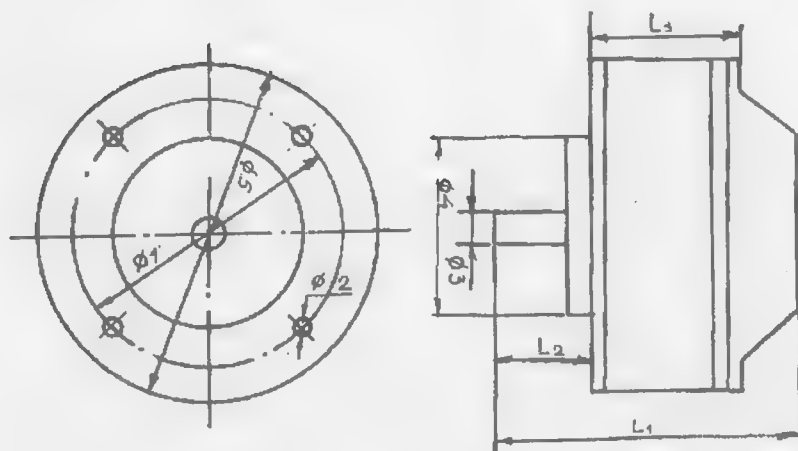
SDRB 100
SDRB 200
SDRB 300



	SDRB-100	SDRB-200	SDRB-300
ϕA	105	115	155
ϕB	95h6	110h6	130h6
ϕC	50h6	80h6	95h6
ϕD	115	130	165
ϕE	70	100	115
ϕF	110	120	150
ϕG	135	160	200
ϕH	10h6	11h6	14h6
ϕI	9	9	13

	SDRB-100	SDRB-200	SDRB-300
a	14	14	20
b	30	30	30
c	3	3	3
d	51	70	70
e	103	127	137
f	7,5	8,5	11
g	4h9	4h9	5h9
h	4	6	6
i	6,5	6	7
k	3	3	4
l	10	10	10

SERVOMOTOR DE CURENT CONTINUU CU ROTOR DISC



TIP MOTOR	ϕ_1	ϕ_2	ϕ_3	ϕ_4	ϕ_5	L1	L2	L3
90 SRD 100	70	M4	12	50	112	122	35	63
170 SRD 600	115	M8	14	95	194	125	36	71
129 SRD 420	95,2	G1/4	12,7	76,2	144	147	47	72,8
160 SRD 1130	149,2	G3/8	15,2	114,3	186,3	182	56	90

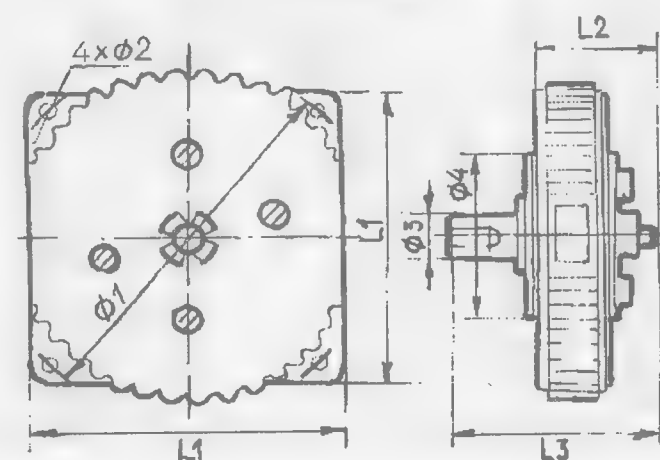
Caracteristici electro-mecanice

TIP MOTOR	Putere nominală (W)	Cuplu nominal T (N.cm)	Viteză nominală N (rpm)	Tensiune nominală E (V)	Curent nominal I (A)	Cuplu impulsional TP (N.cm)	Constanta tensiunii induse KE (V/k rot/min)	Cuplu de fricțiune mediu (N.cm)	Constanta de frecare viscoasă kD (Ncm/k rot/min)	Moment de inerție JM (kg cm ²)	Masa motorului M (kg)
90 SRD 100**	100	31,8	3000	26	6,6	348	6,1	2,5	0,8	0,58	2,3
170 SRD 600**	600	190	3000	105	7,3	1400	30	9	5	8	8
129 SRD 420*	420	134	3000	62,5	8,55	1400	18	3	3,3	1,6	5
160 SRD 1130*	1130	360	3000	165	8	3860	50	7,8	5,5	5,93	7,95

* 25°C Ambient

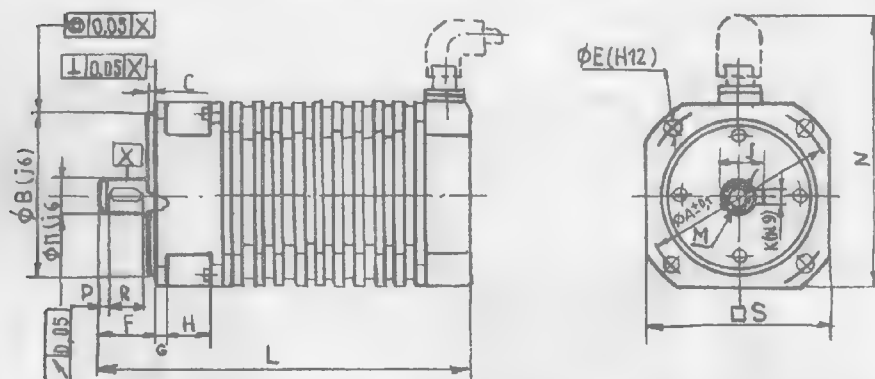
** 40°C Ambient

SERVOMOTOARE DE C.C. PLATE CU MAGNEȚI DIN PĂMÎNTURI RARE CU ROTOR DISC



TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune de linie [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg·m ²]
100-SAM-110	110	3000	220	8	$4,9 \cdot 10^{-4}$
115-SAM-30	30	3000	220	3,8	$4 \cdot 10^{-4}$
115-SAM-150	150	3000	220	7,6	$8,6 \cdot 10^{-4}$
115-SAM-220	220	3000	220	8,4	$10,2 \cdot 10^{-4}$
130-SAM-30	30	3000	220	3,8	$3,2 \cdot 10^{-4}$
130-SAM-150	150	3000	220	7,6	$7,8 \cdot 10^{-4}$
130-SAM-220	220	3000	220	8,4	$10,1 \cdot 10^{-4}$

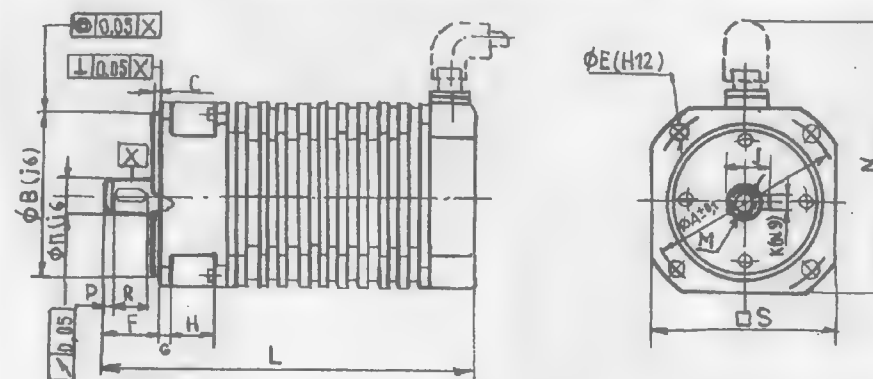
**SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE
CU ALIMENTARE DIRECTĂ DE LA REȚEA**



TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune nominală [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg·m ²]
100-SA-55/1	55	1500	380	4,3	$2,2 \cdot 10^{-4}$
100-SA-55/2	55	3000	380	2,5	$1,3 \cdot 10^{-4}$
100-SA-75/1	75	1500	380	5,1	$2,8 \cdot 10^{-4}$
100-SA-75/2	75	3000	380	2,8	$1,6 \cdot 10^{-4}$
100-SA-110/1	110	1500	380	7,1	$4,3 \cdot 10^{-4}$
100-SA-110/2	110	3000	380	3,4	$2,2 \cdot 10^{-4}$
100-SA-150	150	3000	380	4,4	$3,1 \cdot 10^{-4}$

TIP	Putere nominală [W]	Viteză nominală [rot/min]	Tensiune nominală [V]	Masă [kg]	Moment de inerție [kg·m ²]
100-SA-220	220	3000	380	5,3	$4,3 \cdot 10^{-4}$
115-SA-220/1	220	1500	380	11,6	$12,4 \cdot 10^{-4}$
115-SA-220/2	220	3000	380	5,8	$6,2 \cdot 10^{-4}$
115-SA-370	370	3000	380	8,1	$9,3 \cdot 10^{-4}$
115-SA-550	550	3000	380	8,9	$10,9 \cdot 10^{-4}$
130-SA-550	550	3000	380	8,3	$10,1 \cdot 10^{-4}$
130-SA-750	750	3000	380	10,8	$14,7 \cdot 10^{-4}$
165-SA-1500	1500	3000	380	42,1	$58,9 \cdot 10^{-4}$
165-SA-2200	2200	3000	380	52,5	$77,3 \cdot 10^{-4}$

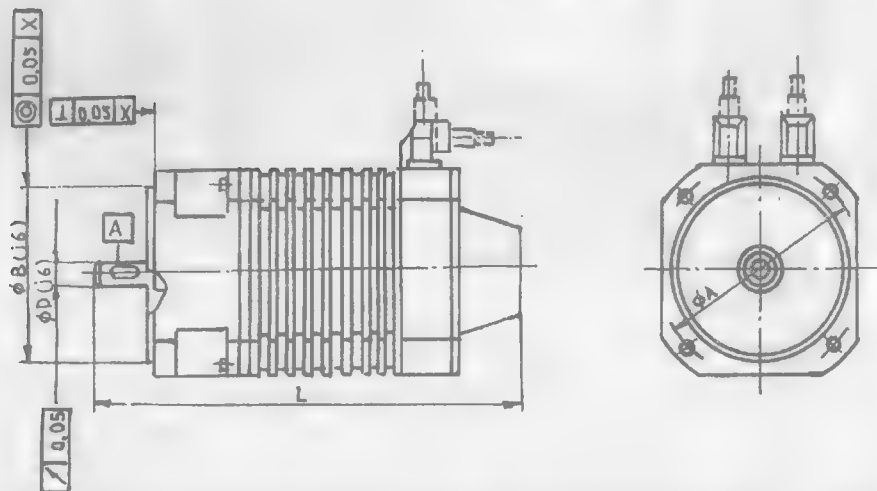
**SERVOMOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE PENTRU ACȚIONĂRI PRINCIPALE
ALIMENTATE PRIN CONVERTIZOARE STATICE**



TIP	Putere [W]			Curent nominal	Tensiune de linie	Viteză		Masă [kg]	Moment de inerție [kg·m ²]
	la n _N	la 0,8n _{max}	la n _{max}			nominal	max.		
100-SA-55	55	55	40	0,4	220	3000	10000	1,7	$0,8 \cdot 10^{-4}$
100-SA-75	75	75	55	0,5	220	3000	10000	2,5	$1,1 \cdot 10^{-4}$
100-SA-110	110	110	80	0,75	220	3000	10000	3,5	$1,6 \cdot 10^{-4}$
100-SA-150	150	150	110	1	220	3000	10000	4,5	$2,1 \cdot 10^{-4}$
100-SA-220	220	220	155	1,45	220	3000	10000	6,2	$3,1 \cdot 10^{-4}$

TIP	Putere [W]			Curent nominal	Tensiune de linie	Viteză		Masă [kg]	Moment de inerție [kg·m²]
	la n_N	la $0,8n_{max}$	la n_{max}			nomin.	max.		
115-SA-220	220	220	155	1,4	220	3000	10000	5,8	$5,9 \cdot 10^{-4}$
115-SA-370	370	370	260	2,2	220	3000	10000	7,9	$10,1 \cdot 10^{-4}$
115-SA-550	550	550	400	3,1	220	3000	10000	10,3	$14,8 \cdot 10^{-4}$
130-SA-550	550	550	400	2,9	220	3000	10000	9,5	$9,4 \cdot 10^{-4}$
130-SA-750	750	750	550	4	220	3000	10000	12,5	$14 \cdot 10^{-4}$
130-SA-1100	1100	1100	800	5,3	220	3000	10000	15,6	$18,8 \cdot 10^{-4}$
130-SA-1500	1500	1500	1100	6,6	220	3000	10000	21,8	$28 \cdot 10^{-4}$
165-SA-1500	1500	1500	1050	6,6	220	3000	10000	23	$53 \cdot 10^{-4}$
165-SA-2200	2200	2200	1540	8,5	220	3000	10000	30	$75 \cdot 10^{-4}$
165-SA-3700	3700	3700	2590	13,3	220	3000	10000	37	$117 \cdot 10^{-4}$

SERVOMOTOARE ASINCRONE CU ROTOR ÎN COLIVIE PENTRU ACȚIONĂRI DIVERSE



TIP	Mn [N·m]	n_{max} [rot/min]	J [kgm²·10⁻⁴]	masă		A	B	D	L [mm]	
				fără frână	cu frână				fără frână	cu frână
165-SAA-4,7	4,7	3000	40	17,6	20,6	165	130	28	338	375
165-SAA-7	7	3000	60	23,8	26,8	165	130	28	371	416

TIP	Mn [N·m]	n_{max} [rot/min]	J [kgm²·10⁻⁴]	masă		A	B	D	L [mm]	
				fără frână	cu frână				fără frână	cu frână
165-SAA-10	10	3000	85	30,3	33,3	165	130	28	414	451
165-SAA-13	13	3000	118	38,7	41,7	165	130	28	464	501
215-SAA-13	13	3000	125	30,8	35,8	215	180	32	376	418
215-SAA-17	17	3000	140	36,5	41,5	215	180	32	414	456
215-SAA-23	23	3000	180	50,5	55,5	215	180	32	451	493
215-SAA-35	35	3000	300	76,7	81,7	215	180	32	551	593
265-SAA-70	70	3000	750	135	148	265	230	38	570	615

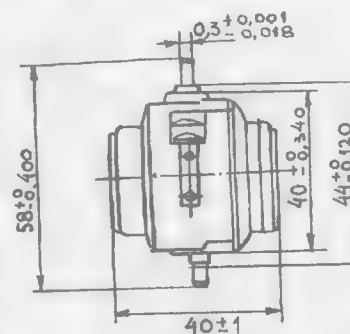
GIROMOTOARE ELECTRICE TRIFAZATE

Giromotoarele asincrone sau sincrone trifazate prezintă un stator interior și un rotor exterior în scopul creșterii momentului de inerție.

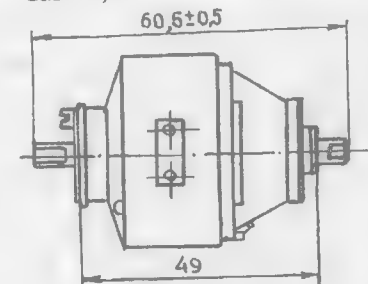
Date tehnice

TIP	Tensiune nominală [V]	Frecvență nominală [Hz]	Turația nominală [rot/min]	Curent max. abs. [A]	Timp de pornire [s]	Timp de oprire [s]	Masa [kg]
GM-0,2R	36V+/-4V	400+/-10%	21000	0,115	30	180	0,115
GM-1,8R	36V+/-4V	400+/-10%	22500	0,45	15	180	0,500
GMR-4R	36V	400	21500	0,3	105	240	0,420
GM-5,6R	200V+/-5%	400+/-10%	21500	0,4	120	180	0,590
GM-4R	40V+/-10%	500	24000	0,5	10	240	0,425

GM — 0,2 R



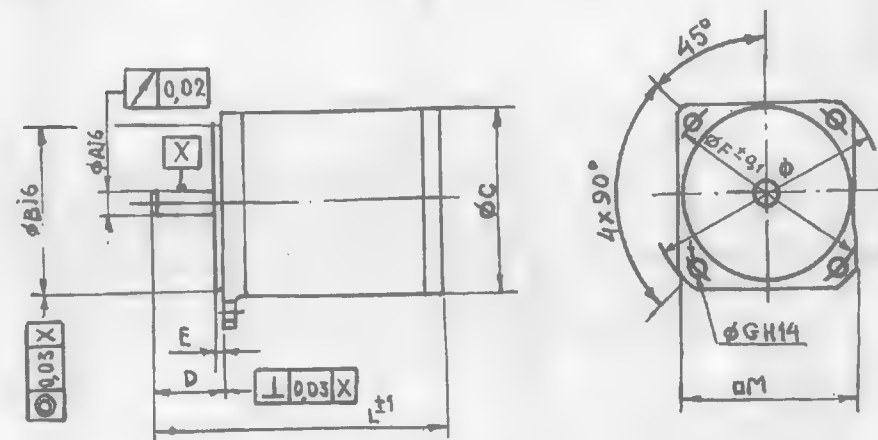
GM — 1,8 R



	A	B	C	D	E	F	G	J	K	L	M	N	P
SCFD-1,3	85	70	2,5	11	M5	26,4	8	4	50	M4	105	5	20
SCFD-1,7	85	70	2,5	11	M5	26,4	8	4	60	M4	105	5	20
SCFD-2,3	115	95	3	11	M8	26,4	8	4	95	M4	130	5	20
SCFD-3,5	115	95	3	14	M8	31	8	5	100	M5	130	3	25

Date tehnice

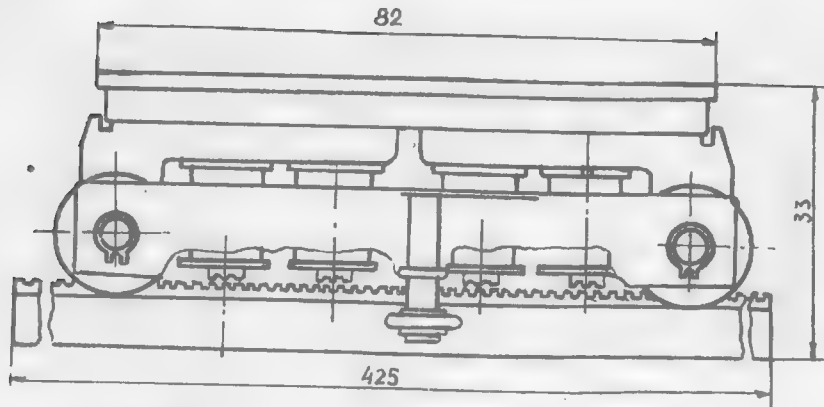
TIP	Cuplu max. [Nm]	Curent fază [A]	Nr. faze	Tens. alim. [V]
MPPH-1	0,25	1	4	5
MPPH-2	0,5	1,7	4	5
MPPH-3	0,8	2,5	4	5
MPPH-4	1,5	3,5	4	5
MPPH-5	3	7	4	5



Dimensioni

TIP \ mm	A	B	C	D	E	F	G	I	L	M
MPPH-1	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	67	60
MPPH-2	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	89	60
MPPH-3	6	50	60	20,5	2,5	65	5,8	80	111	60
MPPH-4	10	80	86	30	3	100	5,8	116	112	86
MPPH-5	10	80	86	30	3	100	5,8	116	154	86

MOTOR PAS CU PAS LINIAR TIP MPPL



Caracteristici tehnice

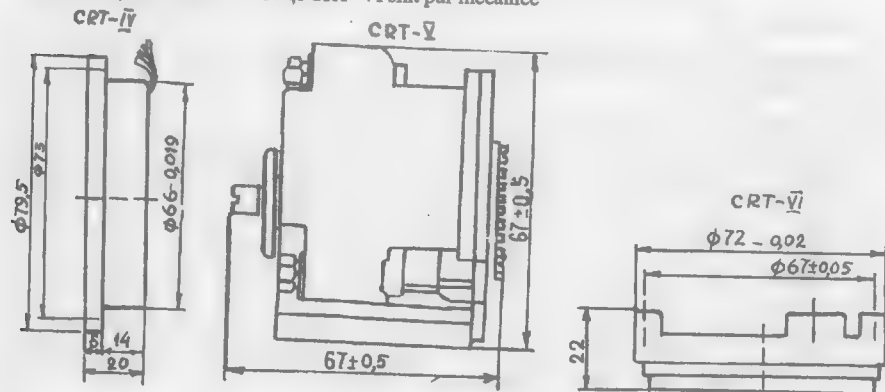
TIP	Forța maximă statică	Lungimea pasului	Frecvența de lucru	Frecvența de pornire	Masa
U.M.	kgf	mm	pași/sec	pași/sec	kg
MPPL-01	2	0,42	100	200	1,4

TRANSFORMATOARE ROTATIVE FĂRĂ CONTACTE

Destinație

Diferențele dintre CPT, IM și CPT, uzându-se

Diferențele dintre CRT-IV și CRT-VI sînt pur mecanice



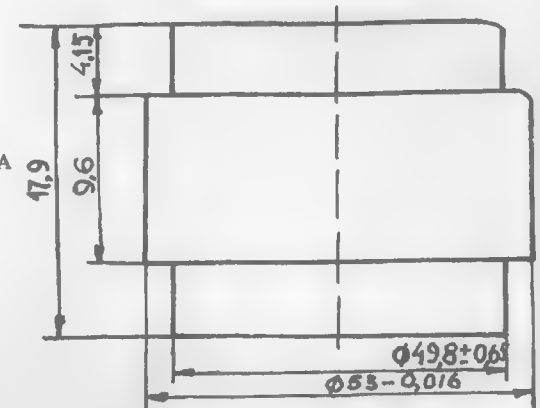
Date tehnice

TIP	Tensiune	Frecvență	Curent max. abs.	Tensiune secundară	Domeniu de folosire	Eroare de liniarit.
CRT IV	40 V	500 Hz	150 mA	4,5 V +/- 0,5 V	+/- 5°	1%
CRT V	40 V	500 Hz	250 mA	30V +/- 2 V	+/- 25°	2%
CRT VI	40 V	500 Hz	150 mA	4,5 V +/- 0,5 V	+/- 5°	1%

SELSINE

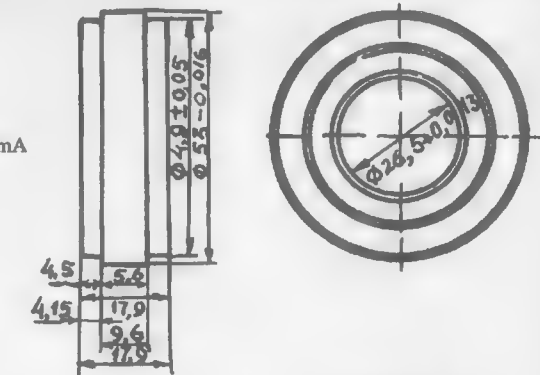
SELSIN RECEPTOR 26-4 SEF

Tensiune de alimentare	: 11,8 V
Frecvență	: 400 Hz
Eroare electrică	: +/- 8'
Curent absorbit	: 25 +/- 10% mA
Putere absorbită	: 0,08 W
Regim de lucru	: continuu



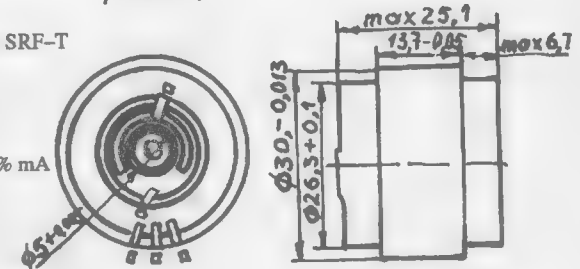
SELSIN EMIȚĂTOR 26-4 SEF-P

Tensiune de alimentare	: 26 V
Frecvență	: 400 Hz
Eroare electrică	: +/- 8'
Curent absorbit	: 150 +/- 10% mA
Putere absorbită	: 0,95 W
Regim de lucru	: continuu



SELSIN FĂRĂ CONTACTE 26-4 SRF-T

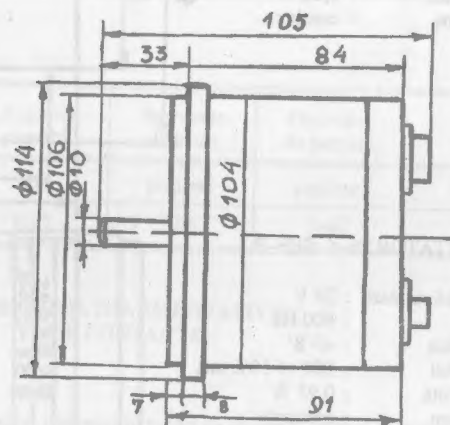
Tensiune de alimentare : 11,8 V
 Frecvență : 400 Hz
 Eroare electrică : +/- 7'
 Curent absorbit : 17 +/-10% mA
 Putere absorbită : 0,023 W
 Regim de lucru : continuu



TRADUCTOR INDUCTIV DE POZIȚIE DE TIP INDUCTOSIN CU MOTOR INTEGRAT

Date tehnice

Număr de perechi de poli	: 50
Pas	: 7°12'
Rezoluție standard	: +/- 30''
Rezistență de intrare	: 0,7 +/- 0,2 ohmi
Raportul de transformare a tensiunilor	: 1/100 la 10 KHz
Tensiune de alimentare a motorului	: 110 V +/- 10% /Hz
Cuplul de acționare dinamic	: 4 Ncm pt. 100 rot/min
Cuplul motorului	: min. 2 Ncm
Masa	: 2 kg



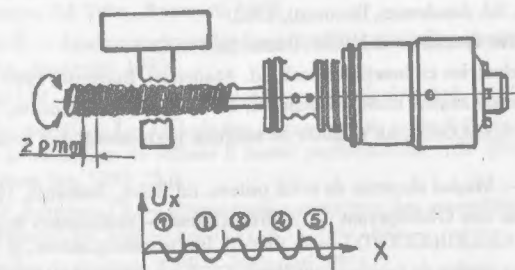
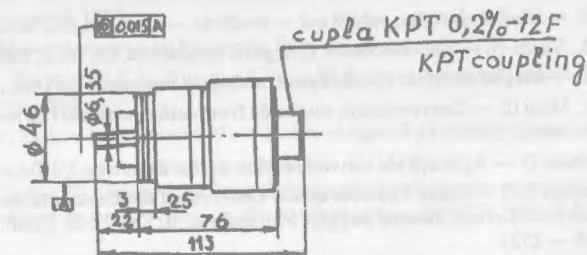
TRADUCTOARE ANALOGICE TIP RESOLVER

Destinație

Sînt utilizate pentru detectarea poziției în servoacționări electrice reglabile la mașini unelte cu comandă program, pentru traducerea poziției rotorului la mașinile sincrone autopilotate precum și în sisteme de sincronizare.

Date tehnice

Tip	Nr. poli	Sursă de alimentare	Curent absorbit	Raport de transf.	Eroare mecanică	Pasul filetului conductor	Viteza mecanică maximă
23-R-2	2	5 V /800 Hz	5 mA	1 +/- 5%	0,5 μm	2 mm	5000 rot/min
21-R-2	2	2-10 V /2-10 KHz	15 mA	1 +/- 5%	0,5 μm	2 mm	5000 rot/min
21-R-4	4	2-10 V /2-10 KHz	15 mA	1 +/- 5%	1 μm	4 mm	5000 rot/min
21-R-8	8	2-10 V /2-10 KHz	2 mA	1 +/- 5%	2 μm	8 mm	5000 rot/min
21-R-10	10	2-10 V /2-10 KHz	17 mA	1 +/- 5%	2 μm	10 mm	5000 rot/min



BIBLIOGRAFIE

1. Atanasiu Gh. — *Mașini electrice speciale*, vol.1 și 2, Litogr. I.P. "Traian Vuia", Timișoara, 1976.
2. Stanomir D. — *Teoria fizică a sistemelor electromecanice*, Ed. Academiei Române, București, 1982.
3. Boldea I., Atanasiu Gh. — *Analiza unitară a mașinilor electrice*, Ed. Academiei Române, București, 1983.
4. White D.C., Woodson H.H. — *Electromechanical Energy Conversion*, John Wiley and Sons, New York, 1959.
5. Seely S. — *Electromechanical Energy Conversion*, Mc.Graw-Hill Book Company, 1962.
6. Meisel J. — *Principles of Electromechanical — energy conversion*, Mc. Graw-Hill Book Company, 1966.
7. Müller G. — *Elektrische Maschinen. Theorie rotierender elektrischer Maschinen*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1987.
8. Morgan T.A. — *General Theory of Electrical Machines*, Heyden and Son Ltd., London, 1979.
9. Kopilov P.I. — *Elektriceskie mașini*, Energoatomizdat, Moskva, 1986.
10. Simion Al. — *Considerații asupra ecuațiilor mașinii electrice generalizate*, (I), (II), COMEP 1985, IME Pitești, p. (8 — 26), p. (27 — 40).
11. Teodorescu D. — *Mașini electrice, soluții noi — tendințe — orientări*, Ed. Facla, Timișoara, 1981.
12. Măgureanu R., Vasile N. — *Servomotoare fără perii tip sincron*, Ed. Tehn., București, 1990.
13. Măgureanu R. — *Mașini electrice speciale pentru sisteme automate*, Ed. Tehn., București, 1980.
14. Măgureanu R., Micu D. — *Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone*, Ed. Tehn., București, 1985.
15. Alexa D., Hrubaru O. — *Aplicații ale convertoarelor statice de putere*, Ed. Tehn., București, 1989.
16. Gogu M., Teodoru E.C. — *Some Considerations Concerning the Commutation of Invertors for Synchronous Self-Driven Motors Supply*, Proceedings, II, The 7 Nat. Conf. El.Drives, Galați, 1990, p. (248 — 253).
17. Silard P.A. — *Tiristoare cu blocare pe poartă GTO*, Ed. Tehn., București, 1990.
18. Vasiliu Gh., Suchar I., Serban Gh. — *Micromotoare cu comutație statică*, Ed. Tehn., București, 1976.
19. Parteni C.A. — *Curs de mașini electrice speciale*, Litogr. Tipogr. Învățământului, București, 1957.
20. Moraru A. — *Amplidina*, Ed. Academiei, București, 1962.
21. Sand M. — *Mașini electrice speciale*, vol. I, EDP, București, 1963.
22. Lăzăroiu F.D. — *Mașini electrice cu inerție redusă*, Ed. Academiei, București, 1969.
23. Ermolin N.P. — *Elektriceskie mașini maloi moșcinosti*, Ed. Vîșșaiia Șkola, Moskva, 1967.
24. Stoia D. — *Motoare de curent continuu excitate cu magneti permanenți*, Ed. Tehn., București, 1983.
25. Lăzăroiu D.F., Slaiher S. — *Mașini electrice de mică putere*, Ed. Tehn., București, 1973.
26. Simion Al. — *Kennlinien des Gleichstrom — Reihenschluss — Stellmotors in stationärem Betrieb* — Bul. I.P. Iași, t.XXXII(XXXVI) 1 — 4, 1986, S. Electrotechn.autom., p. (71 — 76).
27. Strănescu I. — *Variatoare statice de tensiune continuă*, Ed. Tehn. București, 1983.
28. Simion Al., Tașcă Gr., Hagianu D., Grigore A. — *Încercări experimentale asupra unor variante constructive de mașini asincrone cu alunecare mărită*, COMEP, 1983, IME Pitești, p. (143 — 152).
29. Simion Al., Cojan M., Cociu R., Cociu L. — *Considerații asupra caracteristicilor de funcționare a motoarelor asincrone monofazate* — Lucr. ses. jub. a I.P. Iași, vol. III, 1988, p. (233 — 236).
30. Simion Al., Cojan M., Hagianu D. — *Scheme optime de pornire și funcționare a motoarelor asincrone cu fază auxiliară*, COMEP, 1986, IME Pitești, p. (36 — 42).
31. Simion Al., Hagianu D., Cojan M., Popa T. — *Aspecte privitoare la comanda în frecvență a motoarelor asincrone bifazate*, COMEP, 1987, IME Pitești, p. (1 — 8).
32. Veinott C.G. — *Fractional and subfractional Horsepower Electric Motors*, Mc. Graw Hill BC, New York, 1982.
33. Sora I., Babescu M. — *Micromotorul cu poli ecranati*, Ed. Tehn., București, 1979.
34. Simion Al. — *Reversible Operation of the Drag-Cup A.C. Servomotor*, Proc. ICEM'86, München, 1986, p. (562 — 565).
35. Simion Al., Cojan N., Teodoru E.C. — *Metodă de comandă reversibilă a servomotorului asincron bifazat*, Dosar OSIM nr. 109. 403/82.
36. Popovici A. ș.a. — *Motor sincron monofazat cu două viteze nominale*, Brevet nr. 44078/1967.
37. Zenisek L. — *Mașini electrice speciale*, Ed. Tehn., București, 1959.
38. Simion Al. — *Motor electric reactiv*, Brevet nr. 73302/1972.
39. Simion Al. — *Contribuții la studiul circuitelor parametrice și neliniare cu aplicații la mașinile electrice reactive*, Teză de doctorat, I.P. Iași, 1976.
40. Balagurov X.A., Gridin V.M., Lozenko V.K. — *Bezkontaktne dvigateli postoiannogo toka s postoiannimi magnitami*, Ed. Énerghia, Moskva, 1967.
41. Kelemen A., Crivii M. — *Motoare electrice pas cu pas*, Ed. Tehn., București, 1975.
42. Măgureanu R., Vasile N. — *Motoare sincrone cu magneti permanenți și reluctanță variabilă*, Ed. Tehn., București, 1983.
43. Galan N. — *Motorul sincron cu histerezis*, Ed. Tehn., București, 1973.
44. Bruskin E.D., Zorohovici E.A., Hvostov S.V. — *Elektriceskie mașini i micromașini*, Ed. Vîșșaiia șkola, Moskva, 1981.
45. Borziak G. Iu., Zaikov A.M., Nanii P.V. — *Elektrodvigateli s katiascimsia rotorom*, Ed. Tehnika, Kiev, 1982.
46. Hagianu D., Simion Al., Cojan M. — *Încercări experimentale asupra unor variante constructive de servomotoare cu rotor rulant cu câmp pulsatoriu* — COMEP 1986, IME Pitești, p. (43 — 49).
47. Simion Al. — *Einfluss der konstruktiven elektrischen Parameter auf die Betriebskennlinien der Induktionsmaschine ETZ* — Archiv, 6, 1984, H.10, s. (357 — 362), R.F.G.
48. Ștefănescu N. — *Selsine*, Ed. Tehn., București, 1967.
49. Lăzăroiu D.F., Slaiher S., Bolocan D. — *Traductoare inductive de poziție analogică de tip inductosyn*, Ed. Tehn., București, 1980.
50. Kovacs K.P. — *Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice* (traducere din lb. maghiară), Ed. Tehn., București, 1980.
51. Postnicov I.M., Ralle V.V. — *Sinhroniie reaktivnîie dvigateli*, Ed. Tehn., Kiev, 1970.
52. Lajoie-Mazenc E. — *Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinees a la variation de vitesse a haute performance*, EDF (France), Direction des Etudes et Recherches, Jan. 1992, 35 p.
53. Louis J-P, Bergman Cl. — *Commande numerique des ensembles convertisseurs — machines*, RGE (France), Nr. 5/92 — mai 1992, p. (124 — 133).
54. * * * Catalog de produse, ICPE — București, 1991.

CUPRINS

Prefață	3
Capitolul 1. Introducere	5
1.1. Generalități	5
1.2. Variabile utilizate în descrierea ecuațiilor sistemelor electromecanice	6
1.3. Deducerea ecuațiilor sistemelor electromecanice	8
1.3.1. Utilizarea principiilor diferențiale pentru deducerea ecuațiilor sistemelor electromecanice	9
1.3.2. Utilizarea principiilor integrale pentru deducerea ecuațiilor sistemelor electromecanice	10
Capitolul 2. Noțiuni de teorie generală a mașinilor electrice	15
2.1. Transformări de variabile utilizate în teoria generală a mașinilor electrice	16
2.1.1. Introducere	16
2.1.2. Transformarea de faze la mașina polifază	16
2.1.3. Transformări de faze la mașina trifază	19
2.1.3.1. Transformarea de faze pentru regimul trifază echilibrat	24
2.1.3.2. Transformarea impedanțelor din sistemul trifază în sistemul bifază	24
2.1.4. Transformarea tip comutator	25
2.1.5. Transformarea în componente simetrice	28
2.1.6. Aplicarea transformărilor în studiul mașinilor electrice	30
2.2. Modele de mașini electrice, ecuații, echivalente	31
2.2.1. Introducere	31
2.2.2. Mașina primitivă, model $DQ-\alpha\beta$	32
2.2.2.1. Ecuațiile de tensiuni	33
2.2.2.2. Expresia cuplului	37
2.2.3. Concluzii privitoare la ecuațiile mașinii electrice generalizate	43
Capitolul 3. Mașini electrice cu comutație statică	44
3.1. Generalități	45
3.2. Principiul comutației statice	45
3.3. Elemente de bază ale mașinii electrice cu comutație statică	48
3.3.1. Schema de principiu a mașinii cu comutație statică	48
3.3.2. Mașina electrică cu mutator autocomandat	49
3.3.3. Tipuri de comutatoare statice	52
3.3.3.1. Comutatorul cu tiristoare	53

3.3.3.2. Comutatorul cu tranzistoare	55
3.3.4. Traductoare de poziție pentru MECS	58
3.4. Ecuațiile și caracteristicile de funcționare ale MECS	60
3.4.1. Expresia simplificată a cuplului	60
3.4.2. Reglajul vitezei MECS	62
3.4.2.1. Reglajul vitezei prin variația tensiunii statorice	62
3.4.2.2. Reglajul vitezei prin modificarea fluxului rotorului	63
3.4.2.3. Reglajul vitezei prin modificarea unghiului traductorului	64
3.5. Exemple de mașini electrice cu comutație statică	65
3.5.1. MECS de mică putere	65
3.5.2. MECS de medie putere	66
3.5.3. MECS de mare putere	69
Capitolul 4. Mașini electrice amplificatoare	71
4.1. Generalități	72
4.2. Mașini electrice amplificatoare cu cîmp transversal (MEAT)	73
4.2.1. Construcția și funcționarea MEAT	73
4.2.2. Ecuațiile de funcționare a MEAT	75
4.2.3. Amplidina	76
4.2.3.1. Construcția, ecuațiile de funcționare a amplidinei	76
4.2.3.2. Caracteristicile de funcționare a amplidinei în regim staționar	78
4.2.3.3. Regimul dinamic, funcția de transfer a amplidinei	80
4.2.3.4. Regimuri speciale ale amplidinei	81
4.2.4. Metadina	83
Capitolul 5. Mașini electrice speciale de curent continuu	88
5.1. Construcția servomotoarelor de c.c.	89
5.1.1. Caracteristicile magneților permanenți utilizați în construcția mașinilor electrice	90
5.1.2. Servomotoare cu rotor cilindric cu creștături	94
5.1.3. Servomotoare cu rotor disc și întrefier axial	96
5.1.4. Servomotoare cu rotor cilindric fără creștături	98
5.1.5. Servomotoare cu rotor în formă de pahar, neferomagnetic	99
5.2. Ecuațiile de funcționare a servomotoarelor de curent continuu. Caracteristicile mecanice și de reglaj	100
5.2.1. Ecuațiile servomotorului de c.c. cu excitație separată	100
5.2.1.1. Comanda prin indus	101
5.2.1.2. Comanda prin excitație	104
5.2.2. Ecuațiile servomotorului de c.c. cu excitație serie	105
5.2.2.1. Generalități	105
5.2.2.2. Ecuațiile servomotorului cu excitație serie	106
5.3. Funcțiile de transfer ale servomotoarelor de curent continuu	110
5.3.1. Cazul funcționării în sarcină a servomotorului	110
5.3.2. Cazul funcționării în gol a servomotorului	112
5.4. Caracteristicile fizice, reale, ale servomotoarelor de curent continuu	113

5.5. Comanda electronică a servomotoarelor de curent continuu	116
5.5.1. Amplificatoare liniare	116
5.5.2. Variatoare de tensiune continuă	117
5.5.3. Redresoare comandate	121
5.6. Tahogeneratorul de curent continuu	123
5.6.1. Generalități	123
5.6.2. Caracteristicile tahogeneratoarelor de c.c.	123
Capitolul 6. Mașini de inducție (asincrone) speciale	126
6.1. Ecuațiile mașinilor de inducție trifazate	127
6.1.1. Ecuațiile în regim trifazat simetric	128
6.1.2. Expresia cuplului electromagnetic	131
6.2. Servomotoare asincrone	133
6.2.1. Servomotoare asincrone trifazate	133
6.2.1.1. Comanda servomotoarelor asincrone trifazate	136
6.2.2. Servomotoare cu rotor masiv	139
6.2.2.1. Construcție, funcționare	139
6.2.2.2. Parametrii echivalenți ai rotorului masiv	139
6.2.2.3. Schema echivalentă și cuplul electromagnetic al motorului cu rotor masiv	147
6.2.2.4. Concluzii	149
6.2.3. Servomotoare asincrone monofazate	149
6.2.3.1. Generalități	149
6.2.3.2. Motoare asincrone monofazate propriu-zise	150
6.2.3.3. Servomotoare asincrone cu fază auxiliară	154
6.2.3.4. Servomotoare asincrone cu poli ecranati	162
6.2.4. Servomotoare asincrone bifazate	166
6.2.4.1. Construcție	166
6.2.4.2. Scheme de alimentare a servomotorului asincron bifazat	167
6.2.4.3. Analiza calitativă a funcționării servomotorului asincron bifazat	168
6.2.4.4. Ecuațiile de funcționare a servomotorului asincron bifazat, analiza simplificată	169
6.2.4.5. Comanda servomotoarelor asincrone bifazate	172
6.2.4.6. Regimuri tranzitorii ale servomotorului asincron bifazat	175
6.3. Tahogeneratoarele asincrone	177
6.3.1. Construcția tahogeneratoarelor asincrone, funcționare	177
6.3.2. Ecuațiile de funcționare a tahogeneratorului asincron, caracteristici	179
Capitolul 7. Mașini electrice speciale sincrone	182
7.1. Ecuațiile generale ale mașinilor sincrone	183
7.1.1. Mașina sincronă cu poli înecați	183
7.1.1.1. Regimul staționar simetric al mașinii sincrone	184
7.1.1.2. Expresia cuplului	188
7.1.2. Mașina sincronă cu poli aparenti	189

7.1.2.1. Regimul staționar simetric	189
7.1.2.2. Expresia cuplului	190
7.1.3. Regimuri tranzitorii ale mașinii sincrone	191
7.2. Mașini sincrone reactive	198
7.2.1. Motoare sincrone reactive monofazate	198
7.2.1.1. Principiul conversiei electromecanice a energiei	198
7.2.1.2. Variante constructive de motoare monofazate reactive	208
7.2.2. Motoare sincrone reactive trifazate	211
7.3. Mașini sincrone cu magneti permanenți	215
7.3.1. Construcția mașinilor sincrone cu magneti permanenți	215
7.3.2. Ecuațiile și caracteristicile mașinilor sincrone cu magneti permanenți	217
7.3.3. Tahogeneratoare sincrone	220
7.4. Motoare pas cu pas	221
7.4.1. Principiul de funcționare, construcția motoarelor pas cu pas	221
7.4.2. Parametrii, caracteristicile de funcționare a motoarelor pas cu pas	226
7.5. Motoare sincrone cu histerezis	228
7.5.1. Construcția, principiul de funcționare a motoarelor cu histerezis	228
7.5.2. Caracteristicile de funcționare a motoarelor cu histerezis	231
7.6. Motoare cu rotor rulant	234
7.6.1. Principiul de funcționare, construcție	234
7.6.2. Caracteristicile de funcționare a motoarelor cu rotor rulant	238
Capitolul 8. Mașini electrice speciale transformatoare de poziție	242
8.1. Transformatoare rotative	243
8.1.1. Construcția transformatoarelor rotative (t.r.)	243
8.1.2. Transformatoare rotative sinus-cosinus	244
8.1.3. Transformatoare rotative liniare	249
8.1.4. Erorile transformatoarelor rotative	252
8.1.5. Aplicații ale transformatoarelor rotative	255
8.2. Selsine	257
8.2.1. Generalități	257
8.2.2. Construcția selsinelor	258
8.2.3. Regimurile de funcționare a selsinelor	262
8.2.3.1. Funcționarea selsinelor în regim indicator	262
8.2.3.2. Funcționarea selsinelor în regim transformator	266
8.2.3.3. Funcționarea selsinelor în regim diferențial	268
8.2.4. Erorile selsinelor	269
8.3. Inductosine	271
8.3.1. Definiții, clasificări	271
8.3.2. Inductosine liniare	272
8.3.3. Inductosine rotative	276
Bibliografie	298